PRODOTTI ELSE

apparecchiature elettroniche di qualità

MOTOREG - REGOLATORE DI VELOCITA' PER MOTORI A SPAZZOLE IN CORRENTE ALTERNATA
Mod. PK 001

- CARATTERISTICHE TECNICHE
- Regolazione continua della velocità
- Potenza invariata anche a bassissime velocità
- Commutatore di servizio con posizioni: (spento - massima velocità - velocità regolabile)
- Massimo carico applicabile: 1000 W a 220 V
- Dimensioni d'ingombro: 12,5 x 7 x 6 cm.

GENERATORE DI LUCI PSICHEDELICHE
Mod. PK 002

- CARATTERISTICHE TECNICHE
- Canali di uscita n° 3 (bassi - medi - alti)
- Regolazioni esterne tramite potenziometri: n° 1 sensibilità generale, n° 1 sensibilità bassi, n° 1 sensibilità medi, n° 1 sensibilità alti
- Massimo carico applicabile: 1000 W/Canale
- Protezione, tramite fusibile interno, di ogni singolo canale
- Separazione d'ingresso tramite trasformatore interno
- Alimentazione: 220 V ca
- Dimensioni d'ingombro: 18 x 22 x 6 cm.

BOOSTER HI-FI 20W
Mod. PK 003

- È un amplificatore di potenza che collegato all'altoparlante o presa auricolare di qualsiasi apparecchiatura di riproduzione sonora (registr., giradischi, radio, ecc.) ne aumenta la potenza fino a 20 W.
- CARATTERISTICHE TECNICHE
- Massima potenza d'ingresso: 6W
- Massima potenza d'uscita: 20 W
- Impedenza d'uscita: 2 ÷ 8 ohm
- Alimentazione: 220 V ca
- Dimensione d'ingombro: 13 x 19 x 8,5 cm.
- Dotazione: presa ausiliaria 220 V ca per l'alimentazione dell'apparecchio al quale viene abbinato comandata direttamente dall'interruttore del BOOSTER.
- N.B. Il BOOSTER è adatto per riproduzioni MONO. Per riproduzioni STEREO occorrono n° 2 BOOSTER.

IN VENDITA PRESSO I MIGLIORI RIVENDITORI

PK 004

ALIMENTATORE STABILIZZATO 12 V 2,5 A
Mod. PK 004

- Particolarmente adatto per l'alimentazione di: Baracchini CB, Autoradio, Apparecchiature in genere a 12 V ed assorbimento max. 2,5 A
- CARATTERISTICHE TECNICHE
- Tensione d'ingresso 220 V ca
- Tensione d'uscita 12 V cc
- Corrente massima 2,5 A
- Protezione con fusibile esterno
- Dimensioni d'ingombro: 13 x 18 x 9,5 cm.

ALIMENTATORE STABILIZZATO 5÷25 V 2A
Mod. PK 005

- CARATTERISTICHE TECNICHE
- Tensione d'ingresso 220 V ca
- Tensione d'uscita 5 ÷ 25 V cc
- Corrente massima 2A
- Protezione elettronica a limitatore di corrente e fusibile interno
- Ripple: 1 mV MAX
- Regolazione esterna uscita: tramite potenziometro
- Visualizzazione esterna uscita: mediante strumento
- Dimensioni d'ingombro: 13 x 21,5 x 11,5 cm.

ELETTRONICA SESTRESE s.r.l. Tel. (019) 675201
Uff. Tecnico e prod.: Via Chiaravagna 18 H R - 16153 SESTRI P. - Genova

PRODUZIONE ARTICOLI

Per 7 ragioni...

Abbonarsi è sempre conveniente, ma ciò vale ancora di più per le riviste JCE. Le ragioni sono tante, ma sette le più importanti.

- **Si ricevono le riviste preferite a casa propria prima** che le stesse appaiano in edicola.
- Si ha la **certezza di non perdere alcun numero** (c'è sempre qualche cosa d'interessante nei numeri che si perdono...) Il nostro ufficio abbonamenti, infatti, rispedisce tempestivamente eventuali copie non giunte dietro semplice segnalazione anche telefonica.
- **Si risparmia fino al 25%** e ci si pone al riparo da futuri aumenti di prezzo pressochè certi in questa situazione di mercato.
- Si ha la possibilità di acquistare, fino al 28-2-83, **libri di elettronica con lo sconto del 30%**. Oppure durante tutto l'anno con lo sconto del 10% e ciò vale anche per le novità.
- Gli abbonati JCE ricevono anche preziosissime opere, qualche esempio: il **4° volume degli Appunti di Elettronica**, la pubblicazione a fogli mobili che ha riscontrato grandissimo favore.
  Le nuove **Schede di Riparazione TV** tanto utili a tecnici e ad autodidatti.
- Ma le **riviste JCE offrono** anche **di più: la carta GBC 1983,** per esempio, un privilegio che dà diritto a sconti speciali su determinati prodotti.
- E ... infine **la possibilità di vincere milioni in premi** partecipando al favoloso Concorso.

Abbonarsi alle riviste JCE **è proprio conveniente!!**

Sperimentare è la più fantasiosa rivista italiana per appassionati di autocostruzioni elettroniche. Una vera e propria miniera di "idee per chi ama far da sé". I migliori progetti sono disponibili anche in kit.

Millecanali la prima rivista italiana di broadcast. Grazie alla sua indiscussa professionalità, è la rivista che "fa opinione" nell'affascinante mondo delle radio e televisioni.

Selezione di Tecnica è da decenni la più apprezzata e diffusa rivista italiana di elettronica per tecnici, studenti e operatori.
Audio, video, telecomunicazioni, alta frequenza, elettronica industriale, componenti oltre a realizzazioni pratiche di elevato livello sono gli argomenti trattati.

Cinescopio è l'ultima nata delle riviste JCE. La rivista tratta mensilmente i problemi dell'assistenza radio TV e dell'antennistica. Un vero strumento di lavoro per i radioteleriparatori, dai quali è largamente apprezzata.

PROPOSTE	TARIFFE	PRIVILEGI
1) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE**	**L. 23.000** anzichè L. 28.500	**- Indice 1982 di Sperimentare** **- Carta sconto GBC 1983**
2) Abbonamento annuo a **SELEZIONE**	**L. 24.000** anzichè L. 29.000	**- Indice 1982 di Selezione** **- Carta sconto GBC 1983**
3) Abbonamento annuo a **CINESCOPIO**	**L. 26.000** anzichè L. 33.000	**- Indice 1982 di Cinescopio** **- Carta sconto GBC 1983**
4) Abbonamento annuo a **MILLECANALI**	**L. 29.000** anzichè L. 36.000	**- Carta sconto GBC 1983**
5) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE**	**L. 45.000** anzichè L. 57.500	**- Appunti di Elettronica Vol IV** **- Indice 1982 Sperimentare** **- Indice 1982 Selezione** **- Carta sconto GBC 1983**
6) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + CINESCOPIO**	**L. 47.000** anzichè L. 61.500	**- Nuove schede di Elettronica Vol IV** **- Indice 1982 Sperimentare** **- Indice 1982 Cinescopio** **- Carta sconto GBC 1983**
7) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + MILLECANALI**	**L. 50.000** anzichè L. 64.500	**- Appunti di elettronica Vol. IV** **- Indice di Sperimentare** **- Carta sconto GBC 1983**
8) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + CINESCOPIO**	**L. 48.000** anzichè L. 62.000	**- Nuove schede di riparazione TV** **- Indice di Selezione** **- Indice di Cinescopio** **- Carta sconto GBC 1983**
9) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 51.000** anzichè L. 65.000	**- Appunti di Elettronica Vol. IV** **- Indice di Selezione 1982** **- Carta sconto GBC 1983**
10) Abbonamento annuo a **CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 53.000** anzichè L. 69.000	**- Nuove schede di riparazione TV** **- Indice di Cinescopio 1982** **- Carta sconto GBC 1983**

...ntaggi...

PROPOSTE	TARIFFE	PRIVILEGI
11) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO**	**L. 69.000** anzichè L. 90.500	- Appunti di Elettronica Vol. IV - Nuove schede di riparazione TV - Indice di Sperimentare - Indice di Selezione - Indice di Cinescopio - Carta sconto GBC 1983
12) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 72.000** anzichè L. 93.000	- Appunti di Elettronica Vol. IV - Indice di Sperimentare - Indice di Selezione - Carta sconto GBC 1983
13) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 74.000** anzichè L. 97.500	- Appunti di Elettronica - Vol. IV - Nuove schede di riparazione TV - Indice 1982 di Sperimentare - Indice 1982 Cinescopio - Carta sconto G.B.C. 1983
14) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 75.000** anzichè L. 98.000	- Appunti di Elettronica Vol. IV - Nuove schede di riparazione TV - Indice di Selezione - Indice di Cinescopio - Carta sconto GBC 1983
15) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 94.000** anzichè L. 126.500	- Appunti di Elettronica Vol. IV - Nuove schede di riparazione TV - Indice di Sperimentare - Indice di Selezione - Indice di Cinescopio - Carta sconto GBC 1983

Queste condizioni sono valide fino al

28.2.1983

Dopo tale data sarà ancora possibile sottoscrivere abbonamenti a queste tariffe ma si perderà il diritto ai privilegi.

IMPORTANTE

Per abbonamento estero queste tariffe devono essere aumentate del 50%.

ATTENZIONE

Per i versamenti utilizzate il modulo di c/c postale inserito in questa rivista.

ABBONARSI CONVIENE
Favoloso concorso
rivolto agli abbonati
Con la campagna abbonamenti 1983 ritorna il Grande Concorso Abbonamenti JCE, dotato di premi ricchi e stimolanti. Molti di voi sono già stati
...per milioni di premi!
tra i fortunati vincitori delle passate edizioni, altri potranno esserlo ora. Partecipare è facile, basta sottoscrivere l'abbonamento alle riviste JCE entro il 28.2.1983 e ... aspettare fiduciosi. Esiste, però, anche la possibilità di aiutare la fortuna a bussare alla vostra porta (in questo caso al vostro codice di abbonati). Come? ... Semplice! Basta abbonarsi a più riviste. L'abbonato a due riviste, infatti, ha diritto, per il sorteggio, all'inserimento del suo codice due volte, quindi doppia possibilità di vincita. L'abbonato a tre riviste avrà tripla possibilità di vincita. L'abbonato a tutte e quattro le riviste JCE avrà diritto ad altrettanti possibilità di vincita. Insomma la differenza che c'è tra l'acquistare uno solo o quattro biglietti di una lotteria particolare, riservata ad una ristretta e privilegiata élite, quella degli abbonati JCE. Stimolante vero? Allora non perdete altro tempo! Utilizzate l'apposito modulo di conto corrente postale inserito in questo fascicolo o inviate direttamente l'importo al nostro ufficio abbonamenti. Non ve ne pentirete! Effettuate i versamenti oggi stesso, vi assicurerete così la certezza di ricevere tempestivamente le riviste già dal primo numero del nuovo anno, evitando possibili disguidi postali.
I PREMI
1° PREMIO
TV Color 26"
2° - 3° PREMIO
Ciclomotore 48 cc.
4° PREMIO
Oscilloscopio
5° - 6° PREMIO
Personal Computer
DAL 7° ALL'11° PREMIO
Multimetro digitale
DAL 12° AL 16° PREMIO
Lettore di cassette stereo
DAL 17° AL 20° PREMIO
Radiosveglia digitale
DAL 21° AL 140° PREMIO
Abbonamento 1984 a riviste JCE
DAL 141° AL 240° PREMIO
Buono di L. 10.000 per l'acquisto di libri JCE
REGOLAMENTO
1) L'editrice JCE promuove un concorso a premi in occasione della campagna abbonamenti 1983. 2) Per partecipare al concorso è sufficiente sottoscrivere un abbonamento 1983 ad almeno una delle quattro riviste JCE. 3) È condizione essenziale per l'ammissione alla estrazione dei premi sottoscrivere gli abbonamenti entro e non oltre il 28.2.1983. 4) Gli abbonati a più riviste JCE avranno diritto all'inserimento del proprio nominativo, per l'estrazione, tante volte quante sono le riviste cui sono abbonati. 5) L'estrazione dei premi indicati in questo annuncio avverrà presso la sede JCE entro il 30.6.1983. 6) L'estrazione dei 240 premi del concorso si svolgerà in un'unica soluzione. 7) L'elenco dei vincitori e dei premi in ordine progressivo, sarà pubblicato subito dopo l'estrazione sulle riviste Sperimentare, Selezione di Tecnica, Millecanali e Il Cinescopio. La JCE, inoltre, ne darà comunicazione scritta ai singoli vincitori. 8) I premi verranno messi a disposizione degli aventi diritto, entro 60 giorni dalla data di estrazione. 9) I dipendenti, i loro parenti, i collaboratori della JCE sono esclusi dal concorso.
AUT. MIN. IN CORSO
MILLECANALI

Best seller e novità di Elettronica.

Principi e Tecniche di Elaborazione Dati

Una trattazione chiara e concisa dei principi base di flusso e della gestione in un sistema di elaborazione elettronica. Il volume è concepito per l'autoapprendimento.
Cod. 309A
L. 15.000 *(Abb. L. 10.500)*

Elementi di Trasmissione Dati

Affronta in maniera chiara e facile gli argomenti relativi alla trasmissione dei dati e dei segnali in genere. Costituisce perciò un valido ausilio alla comprensione delle tecniche di comunicazione.
Cod. 316D
L. 9.000 *(Abb. L. 6.000)*

Programmazione e Progettazione Logica

8080 Cod. 325P
L. 16.500 *(Abb. L. 11.550)*

Z-80 Cod. 324P
L. 19.000 *(Abb. L. 13.300)*

I libri descrivono l'implementazione della logica sequenziale e combinatoria con l'uso del linguaggio assembly all'interno di un sistema a microcomputer basato sul rispettivo microprocessore. I concetti tradizionali di programmazione in linguaggio assembly non sono utili nè attinenti per usare i microprocessori in applicazioni logiche digitali: l'uso delle istruzioni in linguaggio assembly per simulare il packages digitale è in tutti i casi errato.
Il libro chiarifica questi concetti per prima cosa simulando sequenze logiche digitali, poi illustrando alcune efficienti soluzioni per spiegare l'uso corretto dei microcomputer. Un capitolo, infine, contiene il set completo di istruzioni del microprocessore studiato nonchè alcune subroutine comunemente impiegate.

Il Bugbook VII

Tratta soprattutto l'interfacciamento di convertitori, digitali-analogici e analogici-digitali, con microelaboratori basati sui microprocessori 8080, 8080A, 8085 e Z80. Presenta, inoltre, molti esempi ed esperimenti.
Cod. 007A
L. 15.000 *(Abb. L. 10.500)*

La Progettazione dei Filtri Attivi

Insegna a costruire una varietà di filtri attivi tale da soddisfare la maggior parte delle necessità e per ogni tipo offre la scelta migliore. A numerose tavole e grafici affianca una serie di esperimenti pratici.
Cod. 603B
L. 15.000 *(Abb. L. 10.500)*

Tecniche d'Interfacciamento dei Microprocessori

Indica le tecniche e i componenti necessari per assemblare un sistema completo, dalla fondamentale unità centrale di elaborazione ad un sistema equipaggiato con tutte le periferiche comunemente usate.
Cod. 314P
L. 22.000 *(Abb. L. 15.400)*

Z-8000

Descrive in dettaglio l'architettura ed il funzionamento dello Z-8000 e la sua famiglia di dispositivi di supporto. Presenta molti esempi di programmi Z-8000 al fine di illustrare i principi e le tecniche essenziali. Fa vedere come possono essere implementati con la programmazione importanti principi di ingegnerizzazione del software come la semplicità, la chiarezza dei commenti, la modularità, ecc.
Cod. 321D
L. 22.000 *(Abb. L. 15.400)*

Z-80 6502

Libro ideato come testo autonomo e progettato sotto forma di corso per imparare la programmazione in linguaggio Assembler del microprocessore Z-80: dai concetti di base alle tecniche di programmazione più avanzate, con risoluzione obbligatoria di vari esercizi.
Cod. 328 D
L. 24.000 *(Abb. L. 16.800)*

Interfacciamento di Microcomputer Esperimenti Utilizzanti il Chip 8255 PPI

L'8255 PPI, interfaccia periferica programmabile, è un componente della famiglia 8080. Come LSI programmabile è responsabile dell'I/O parallelo tra CPU, memoria e mondo esterno. Nel libro, gli esperimenti vengono realizzati attraverso la tecnica del breadboarding usando una basetta SK-10 ed utilizzando come microcomputer un Mini-Micro Designer.
Cod. 004A
L. 10.500 *(Abb. L. 6.850)*

I Microprocessori e le loro Applicazioni: SC/MP

Le applicazioni presentate in questo libro, sono indirizzate alla risoluzione dei "classici" problemi che si presentano normalmente nella progettazione con sistemi a microprocessore.
Cod. 301D
L. 9.500 *(Abb. L. 6.650)*

Programmazione in Linguaggio Assembly

8080A/8085 Cod. 323P
L. 24.000 *(Abb. L. 16.800)*

Z-80 Cod. 326P
L. 29.500 *(Abb. L. 20.650)*

I libri esaminano il linguaggio assembly come mezzo di un sistema a microcomputer.
Spiegano la programmazione in linguaggio assembly. Descrivono le funzioni di assembler e le istruzioni assembly. Trattano i concetti di sviluppo del software di base.
Una sezione particolare, dedicata alla programmazione strutturata, esamina esempi di programmazione, da un semplice ciclo di caricamento della memoria a un completo progetto di programma.
I libri costituiscono una panoramica completa sul particolare linguaggio assembly presentato, offrono, ed è questa la grande originalità dei volumi, gli strumenti di debugging, la relativa procedura di base, i tipi più comuni di errori, nonché alcuni esempi di debugging di programmi. Forniscono, inoltre, esempi di programmi pratici scritti nel linguaggio di interesse.
Questi libri, quindi, possiedono tutti i requisiti per essere adottati sia da tecnici che da studenti, non solo neofiti, ma anche da quanti vogliono diversificare le loro conoscenze relativamente al settore microcomputer.

Guida Mondiale dei Transistori
Cod. 607H
L. 20.000 *(Abb. L. 14.000)*

Guida Mondiale degli Amplificatori Operazionali
Cod. 608H
L. 15.000 *(Abb. L. 10.500)*

Guida Mondiale dei Transistori ad Effetto di Campo JFET e MOS
Cod. 609H
L. 10.000 *(Abb. L. 7.000)*

Conoscere subito l'esatto equivalente di un transistore, di un amplificatore operazionale, di un FET, significa per il tecnico, il progettista, l'ingegnere, come pure l'hobbista, lo studente, il ricercatore, risparmiare tempo, denaro e fatica.
Queste tre guide, veramente "mondiali" presentano l'esatto equivalente, le caratteristiche elettriche e meccaniche, i terminali, i campi di applicazione, i produttori e distributori di oltre 20.000 transistori, 5.000 circuiti integrati lineari e 2.700 FET europei, americani, giapponesi, inglesi o persino russi.

Manuale pratico del Riparatore Radio TV
Il libro frutto dell'esperienza dell'autore maturata in oltre due decenni di attività come teleriparatore, è stato redatto in forma piana e sintetica per una facile consultazione.
Cod. 701P
L. 18.500 *(Abb. L. 13.000)*

Introduzione al Personal e Business Computing
Il libro presenta in modo pratico e progressivo, Tutti gli elementi di un sistema finanche i metodi di valutazione per una scelta oculata.
Cod. 303D
L. 14.000 *(Abb. L. 9.800)*

MICROPROCESSORI dai Chip ai Sistemi

Il libro si rivolge a tutti coloro che desiderano comprendere i concetti, le tecniche, e i componenti riguardanti il mondo dei microprocessori.
Distingue le aree di applicazione principali in corrispondenza a specifiche architetture, dimostra che è semplice la costruzione di applicazioni progressivamente più complesse connettendo, in un progetto standard, una quantità crescente di moduli L.S.I. disponibili.
Cod. 320P
L. 22.000 *(Abb. L. 15.400)*

Guida ai CMOS
Il libro presenta i fondamenti dei CMOS, il loro interfacciamento con altre famiglie logiche, LED e display a 7 segmenti, le porte di trasmissione e multiplexer demultiplexer analogici, i multivibratori monostabili e astabili, i contatori, una tabella per convertire i circuiti da TTL a CMOS. Il tutto con 22 esperimenti.
Cod. 605B
L. 15.000 *(Abb. L. 10.500)*

Audio & HI-FI
Una preziosa guida per chi vuole conoscere tutto sull'HI-FI.
Cod. 703D
L. 6.000 *(Abb. L. 4.200)*

MICROELETTRONICA: La Nuova Rivoluzione Industriale
L'autore si propone di offrire la chiarificazione più semplice della logica dei computer al lettore che ignorava il problema o aveva le idee confuse. Il libro passa poi alla storia futura, cercando di prevedere lo scenario tecnico, economico e sociale che si andrà determinando per l'avvento dei microprocessori.

Cod. 315P
L. 10.000 *(Abb. L. 7.000)*

Le Radiocomunicazioni
Ciò che si deve sapere sulla propagazione e ricezione delle onde em, sulle interferenze reali od immaginarie, sui radiodisturbi e loro eliminazione, sulle comunicazioni extra-terrestri ecc.
Cod. 7001
L. 7.500 *(Abb. L. 5.250)*

30 Programmi Basic per lo ZX 80
Programmi pronti all'uso che si rivolgono soprattutto ai non programmatori, quale valido ausilio didattico, nonchè prima implementazione del BASIC studiato, ma che possono essere, da parte dei più esperti, anche base di partenza per ulteriori elaborazioni.
Cod. 5000
L. 3.000 *(Abb. L. 2.100)*

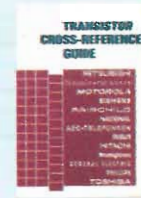
Cod. 313P
L. 6.000 *(Abb. L. 4.200)*

DBUG Un Programma Interprete per la Messa a Punto Software 8080
Permette di inserire e cambiare i passi di programma, procede attraverso una istruzione completa e non passo passo, è in grado di perforare e leggere un nastro di carta.

Junior Computer Vol 1-Vol 2
Junior Computer è il microelaboratore da autocostruire su un unico circuito stampato. Il sistema base e questi libri sono l'occorrente per l'apprendimento. Prossimamente verranno pubblicati altri volumi relativi all'espandibilità del sistema.
Cod. 3001
L. 11.000 *(Abb. L. 7.700)*
Cod. 3002
L. 14.500 *(Abb. L. 10.150)*

Costruiamo un Microelaboratore Elettronico
Per comprendere con naturalezza la filosofia dei moderni microelaboratori e imparare a programmare quasi senza accorgersene.
Cod. 3000
L. 4.000 *(Abb. L. 2.800)*

TEA: Un Editor Assembler Residente per l'8080/8085
Il programma TEA riportato nel libro, dà la possibilità di scrivere e modificare programmi sorgente scritti in assembler secondo i codici mnemonici dell'8080 e dell'8085.
Cod. 322P
L. 12.000 *(Abb. L. 8.400)*

Guida alla Sostituzione dei Semiconduttori nei TVC
Equivalenze di semiconduttori impiegati su 1200 modelli di televisori di 47 fabbricanti diversi.
Cod. 6112
L. 2.000 *(Abb. L. 1.400)*

Transistor Cross-Reference Guide
Circa 5.000 equivalenze fra transistori europei, americani e giapponesi, con i relativi parametri elettrici e meccanici.
Cod. 6007
L. 8.000 *(Abb. L. 5.600)*

TTL IC Cross - Reference Manual
Il prontuario fornisce le equivalenze, le caratteristiche elettriche e meccaniche di pressochè tutti gli integrati TTL sinora prodotti dalle principali case mondiali, comprese quelle giapponesi.
Cod. 6010
L. 20.000 *(Abb. L. 14.000)*

I libri elencati **possono essere ordinati anche dal non abbonati** utilizzando la stessa cedola. In questo caso naturalmente non si avrà diritto a sconto alcuno.

Manuale di Sostituzione dei Transistori Giapponesi
Il libro raccoglie circa 3000 equivalenze fra transistori giapponesi.
Cod. 6005
L. 5.000 *(Abb. L. 3.500)*

Tabelle Equivalenze Semiconduttori e Tubi Elettronici Professionali
Equivalenti Siemens di transistori, diodi, led, tubi elettronici professionali e vidicons.
Cod. 6006
L. 5.000 *(Abb. 3.500)*

Appunti di Elettronica Vol. 1 - Vol. 2 - Vol. 3
Un'opera per comprendere facilmente l'elettronica e i principi ad essa relativi. I libri sono costituiti da una raccolta di fogli asportabili e consultabili separatamente, ognuno dei quali tratta un singolo argomento. Grazie a questa soluzione l'opera risulta continuamente aggiornabile con l'inserimento di nuovi fogli e la sostituzione di quelli che diverranno obsoleti.
Cod. 2300
L. 8.000 *(Abb. L. 5.600)*
Cod. 2301
L. 8.000 *(Abb. L. 5.600)*
Cod. 2302
L. 8.000 *(Abb. L 5,600)*

Accessori per Autoveicoli
Dall'amplificatore per autoradio, all'antifurto, dall'accensione elettronica, al plurilampeggiatore di sosta, dal temporizzatore per tergicristallo ad altri ancora.
Cod. 8003
L. 6.000 *(Abb. L. 4.200)*

300 Circuiti
Il libro propone una moltitudine di progetti dal più semplice al più sofisticato con particolare riferimento a circuiti per applicazioni domestiche, audio, di misura, giochi elettronici, radio, modellismo, auto e hobby.
Cod. 6009
L. 12.500 *(Abb. L 8.750)*

Le Luci Psichedeliche
Il libro descrive apparecchi psichedelici provati e collaudati, realizzazione di generatori psichedelici sino a 6 kW, flash elettronici, luci rotanti etc.
Cod. 8002
L. 4.500 *(Abb. L. 3.150)*

Il Moderno Laboratorio Elettronico
Autocostruzione di tutti gli strumenti fondamentali; alimentatori stabilizzati, multimetri digitali, generatori sinusoidali ed a onda quadra, iniettore di segnali, provatransistor, wattmetri e millivoltmetri.
Cod. 8004
L. 6.000 *(Abb. 4.200)*

Alla Ricerca dei Tesori
Il primo manuale edito in Italia che tratta la prospezione elettronica. Il libro, in oltre 110 pagine ampiamente illustrate spiega tutti i misteri di questo hobby affascinante. Dai criteri di scelta dei rivelatori, agli approcci necessari per effettuare le ricerche.
Cod. 8001
L. 6.000 *(Abb. L. 4.200)*

Digit 1
Il libro mira a insegnare i concetti fondamentali di elettronica con spiegazioni semplici. Esperimenti pratici utilizzanti una piastra sperimentale a circuito stampato consentono un'introduzione graduale all'elettronica digitale.
Cod. 2000
L. 7.000 *(Abb. L. 4.900)*

Digit 2
Prosieguo naturale del Digit 1, il libro presenta oltre 500 circuiti: dal frequenzimetro al generatore di onde sinusoidali - triangolari - rettangolari; dall'impianto semaforico alla pistola luminosa.
Cod. 6011
L. 6.000 *(Abb. L. 4.200)*

Selezione di Progetti Elettronici
Una selezione di interessanti progetti pubblicati sulla rivista "Elektor". Ciò che costituisce il "trait d'union" tra le varie realizzazioni proposte e la varietà d'applicazione, l'affidabilità di funzionamento, la facilità di realizzazione, nonchè l'elevato contenuto didattico.
Cod. 6008
L. 9.000 *(Abb. L. 6.300)*

Manuale degli SCR Triac ed altri tiristori, Vol. 1
Il manuale, mantenendo un'impostazione pratica, oltre che teorica, rappresenta una buona guida alle applicazioni per tutti i progettisti, studenti, insegnanti e sperimentatori che utilizzano o utilizzeranno questa famiglia di dispositivi a semiconduttore.
Cod. 612P
L. 24.000 *(Abb. L. 16.800)*

Guida alla Programmazione in Assembler Z80 sul Pico-Computer
È una guida introduttiva alla programmazione assembler attraverso una progressione di esercizi. Il calcolatore usato è il Picocomputer. I programmi riportati possono essere facilmente adattati ad altri sistemi Z80 o 8080.
Cod. 330D
L. 9.000 *(Abb. L. 6.300)*

Programmare in Pascal
Lo scopo del libro è di fare il punto sui vantaggi e svantaggi del Pascal.
I vantaggi che emergono, e sono numerosi, vengono descritti nel contesto delle applicazioni in cui sono realizzati. Per contro vengono anche indicate le situazioni dove questi non sono indispensabili.
Cod. 514A
L. 14.000 *(Abb. L. 9.800)*

Programmare in Basic
Questo libro si sforza di descrivere in modo metodico il BASIC delle tre macchine più diffuse sul mercato mondiale: Apple, PET, TRS80 e, naturalmente i loro derivati.
Cod. 513A
L. 8.000 *(Abb. L. 5.600)*

Programmare in Assembler
Il libro, destinato in particolare a chi già ha una buona conoscenza di un linguaggio evoluto molto semplice come il BASIC, fornisce i rudimenti che consentono di programmare in Assembler, con numerosi esempi pratici. Come Assembler esistente è stato scelto quello dello Z80.
Cod. 329
L. 10.000 *(Abb. L. 7.000)*

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA

Da inviare a JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)

Nome Cognome

Indirizzo

Cap. Citta Provincia

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

Inviatemi i seguenti libri:

☐ Pagherò al postino il prezzo indicato nella vostra offerta speciale + L. 1.500 per contributo fisso spese di spedizione

☐ Allego Assegno n° ....di L. .... (in questo caso la spedizione è gratuita)

Banca ....

Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità

☐ Non Abbonato ☐ Abbonato sconto 30% ☐ Selezione RTV ☐ Millecanali ☐ Sperimentare ☐ Il Cinescopio

Data ____________ Firma ____________

EDITORE
Jacopo Castelfranchi

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi

DIRETTORE EDITORIALE
Giampietro Zanga

COMITATO DI DIREZIONE
Gianni Brazioli
Lodovico Cascianini
Piero Soati

COORDINATORE
Gianni De Tomasi

REDAZIONE
Sergio Cirimbelli
Daniele Fumagalli
Tullio Lacchini

GRAFICA E IMPAGINAZIONE
Bruno Sbrissa
Giovanni Fratus
Giancarlo Mandelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Angelo Cattaneo
Filippo Pipitone

CONTABILITA
Pinuccia Bonini
Claudia Montù
M. Grazia Sebastiani

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Claudio Bautti
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni

COLLABORATORI
Paolo Bozzola
Giuseppe Contardi
Vita Calvaruso
Renato Fantinato
Amadio Gozzi
Sandro Grisostolo
Stefano Guadagni
Michele Michelini

PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero
Reina & C. S.r.l.
Via Washington, 50 - 20149 Milano
Tel. (02) 4988066/7/8/9/060 (5 linee R. A.)
Telex 316213 REINA I

Concessionario per USA e Canada
International Media
Marketing 16704 Marquardt
Avenue P.O. Box 1217 Cerritos,
CA 90701 (213) 926-9552

DIREZIONE, REDAZIONE,
AMMINISTRAZIONE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 61 72 671 - 61 72 641

SEDE LEGALE
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17.11.73

STAMPA
Ed. Piemonte - Trinità (CN)

DIFFUSIONE
Concessionario esclusivo
per l'Italia e l'Estero
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della Rivista L. 2.500
Numero arretrato L. 3.500

Abbonamento annuo L. 30.000
Per l'estero L. 30.500

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante l'emissione di assegno
circolare cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 315275

Per i cambi d'indirizzo allegare
alla comunicazione l'importo di
L. 500, anche in francobolli, e indicare
insieme al nuovo anche il vecchio
indirizzo

Mensile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica italiana

Sommario

NEWSLETTER

HP-75: un potente calcolatore tascabile

Ha fatto la sua entrata sul promettente mercato dei calcolatori portatili con un sistema, l'HP-75, messo in vendita negli Stati Uniti a 995 $, la Hewlett-Packard. Un prezzo che si pone nella fascia inferiore fra quelli dei sistemi che popolano attualmente questo settore commerciale che ha nel modello della Sinclair e in quello della Grid Systems Inc. i due apparecchi-limite. La Hewlett-Packard si è avvicinata a questo giovane ma esplosivo mercato con l'intenzione di diventare uno dei leader. Durante la presentazione dell'HP-75 il responsabile per i prodotti di personal-computation, Charles Moore, lo ha detto a chiare lettere: "ci stiamo impegnando per svolgere un ruolo importante". Senza dirlo espressamente egli ha lasciato sottintendere il desiderio di ripetere il successo conseguito nel campo delle calcolatrici portatili di livello elevato dove la Hewlett-Packard sembra sia riuscita a detronizzare la Texas Instruments, in precedenza la società tecnologicamente più quotata.
L'HP-75, per certi aspetti, rappresenta la continuazione di questa attività che ha nelle calcolatrici della serie HP-41 le espressioni più avanzate. Il primo modello di calcolatore portatile della Hewlett-Packard presenta le seguenti principali caratteristiche: misura grosso modo 25 x 12,5 x 3,2 centimetri circa. La tastiera ripete sostanzialmente quella di una macchina da scrivere, il display a cristalli liquidi ha una capacità di 96 caratteri su una linea, la memorizzazione intrinseca è di 16.000 caratteri espandibili a 24.000 con l'aggiunta di un modulo in vendita negli Stati Uniti a 195 $.
Una interessante particolarità dell'HP-75 si riscontra a livello di software applicativo con la disponibilità del cosiddetto "software-on a chip". Con questo sistema la società di Palo Alto pare voler mirare nell'immediato a contendere lo spazio commerciale disponibile ai calcolatori quasi tascabili della Panasonic (Matsushita), di minore capacità (4.000 caratteri come memoria di base) e costo (circa 400 $) e dall'Osborne 1, un sistema con caratteristiche di calcolatore da tavolo, ma con il pregio di essere facilmente trasportabile (di questi apparecchi la Osborne Computer ha venduto nei passati 12 mesi circa 40.000 esemplari ad un prezzo di circa 1.800 $).
I pareri degli esperti sono discordanti, ma tutti sono per una rapida ascesa dei calcolatori portatili. Tale mercato viene ad esempio stimato in 175 milioni di dollari per il 1981 dalla International Resource Development la quale proietta tale business in 1,25 miliardi di dollari nel 1981.
Saranno molti i contendenti - aggiunge Benjiamin Rosen della Rosen Research Inc. - il successo andrà a coloro che sapranno trovare la giusta combinazione fra i seguenti fattori: peso, dimensione, funzionalità e prezzo.

TV via cavo: 26 milioni di abbonati negli USA

Parallelamente alla televisione via satellite, che solo ora sta muovendo i primi concreti passi, va allargandosi negli Stati Uniti il numero di utenze casalinghe che riceve via cavo i programmi televisivi. La General Instrument, protagonista di uno dei primi e più impegnativi programmi di difusione diretta, valuta che nel 1987 delle circa 90 famiglie in possesso di apparecchi TV quasi i due terzi risulteranno attrezzati per la ricezione via cavo. L'espansione del cavo, secondo la Paul Kagan Associates Inc., dovrebbe raggiungere quest'anno i 25,8 milioni di abbonati per poi salire a più di 35 milioni nel 1984.
Eppure la crescita di questa industria si scontra con problemi che dovrebbero ostacolarne l'avanzata. Giusto per citarne alcuni: la mancanza di qualificati tecnici, l'insoddisfacente sistema di fatturazione (forse il punto più dolente e delicato dei gestori di reti via cavo), l'assistenza tecnica sia preventiva che successiva causa molteplici ripetute turbative, il confronto fra vecchi e nuovi sistemi che spesso si risaliva a danno dell'utenza, ecc.
Sono difficoltà in parte supinamente accettate dalla clientela e per le quali si prevede ci sarà nel prossimo futuro un miglioramento, indotto dalle frustate concorrenziali della televisione captabile direttamente dai satelliti.

Rotte le trattative GBC-Memorex

La notizia dell'acquisizione da parte della GBC Italiana della distribuzione Memorex che si riteneva ormai sicura, in Settembre durante il SIM, è stata smentita ufficialmente dalla Casa di Cinisello Balsamo.
Come si ricorderà la società Memorex è stata smembrata l'anno scorso tra la Burroghs e il colosso della distribuzione americana Radio Shack.
La Burroghs acquistava la divisione "Periferiche e Dischi per Computer" mentre la R.S. di Forth Worth si teneva le unità produttive audio-video.
A questo punto nasceva la necessità a Londra presso la Memtek (nuova denominazione della società Memorex audio-video) di trovare un agente per l'Italia e iniziavano le trattative con la GBC Italiana.
Nel corso di un recente incontro con la stampa specializzata il Sig. G. A. Castelfranchi, direttore generale della Gestione Agenzie della GBC Italiana ha confermato che: "Il nostro interesse per il marchio Memorex alle presenti condizioni è praticamente zero".
"Quello che ci ha bloccato" ha continuato il Sig. Castelfranchi "non è stata solo la ridicola quotazione della linea audio quanto il venire a conoscenza che la produzione Low-Noise è stata fatta dalla ... Magnex, Azienda più nostrana e dai prezzi OEM più ragionevoli".
"Inoltre la gamma proposta è limitata perchè mancano i 45 minuti e tutta la serie a open reel, dettaglio molto importante per gli agenti e i negozianti. Le cassette audio infine sono senza viti e si sa benissimo che il cliente è molto sensibile all'accesso al nastro magnetico in caso di rottura".
Ad un giornalista che gli ricordava che la GBC non ha però un grosso nome di nastri audio/video nella sua gamma, il Sig. Castelfranchi ha risposto: "Non mi importa. La GBC ormai sta cambiando la sua immagine aziendale e non si è più degli accaparratori di marchi, ma basiamo le nostre scelte sulla convinzione del successo del marchio stesso.
A queste condizioni distribuire i prodotti Memorex è un suicidio commerciale".
"Comunque non nascondiamo che stiamo portando avanti un possibile accordo di distribuzione di prodotti analoghi con una grossa società che può garantire sia la riuscita che gli utili".

Autoradio: stop dal Giappone

La Commissione CEE ha autorizzato l'Italia a escludere dal trattamento comunitario fino al 31 dicembre prossimo le autoradio di origine giapponese, anche se la loro importazione è stata già autorizzata da altri paesi CEE.
Secondo l'esecutivo comunitario, il provvedimento è giustificato dal fatto che la produzione italiana di autoradio è già scesa da 620.000 unità nel 1979 a 500.000 nel 1981, con una diminuzione della quota di mercato dal 73% al 46% e che sui 2.000 addetti del settore, 700 sono in cassa integrazione.
Inoltre esiste un'importante corrente di importazioni illegali che perturbano il mercato italiano. Le autoradio giapponesi, secondo la CEE, hanno prezzi inferiori di circa il 30% a quelle di qualità comparabile prodotte in Italia.

Al samurai piace Sinclair

Ai giapponesi piacciono molto i personal computers inglesi della Sinclair Research. Tramite la Mitsui Electronics, la società inglese prevede di vendere quest'anno circa 20 mila esemplari e 30 mila l'anno prossimo.
Lo ZX81 piace soprattutto per due cose: il basso costo e la facilità alla programmazione.
Il sistema viene venduto anche in librerie specializzate disseminate in punti strategicamente rilevanti del Paese.
Secondo l'Associazione giapponese delle industrie elettroniche nel 1981 sarebbero stati venduti in Giappone 229.334 personal (2,4 volte in più che nel 1980) e 53.425 sistemi esportati (3,2 volte in più).

NEWSLETTER

50.000 VTR per l'Italia

Le dimensioni di questo mercato in Italia, specialmente se raffrontate con quelle dei principali Paesi europei, sono trascurabili.
L'incertezza tra i tre sistemi ad oggi commercializzati, il gran numero di emittenti private, oltre al relativamente basso livello di saturazione raggiunto dal TV Color hanno certamente contribuito a mantenere basso questo mercato.
Un certo interesse viene dimostrato dal consumatore per il videoregistratore portatile che fino ad oggi è stato assorbito per tutte le quantità offerte.
Potrebbe essere questa la via dello sviluppo della videoregistrazione sul mercato italiano, sviluppo che l'andamento dei primi mesi del 1982 sta confermando.
Le cifre che riportiamo qui di seguito stralciate da un documento dell'ANIE dimostrano come la videoregistrazione possa diventare un grosso "business" in tempi relativamente brevi.

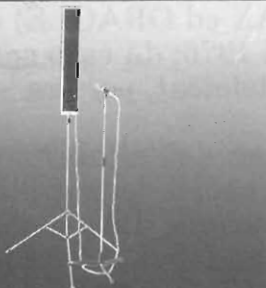
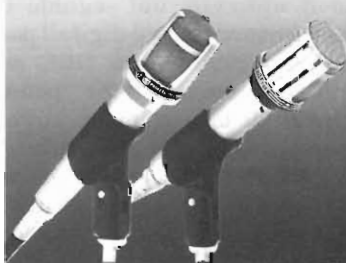
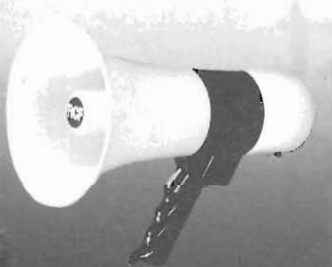
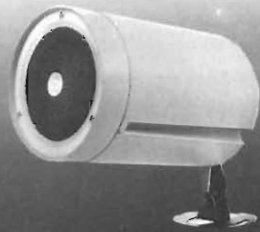
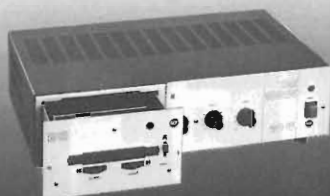
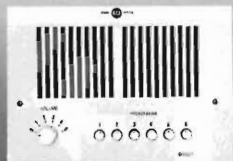
(migliaia di pezzi)

Paese	1979	1980	1981
Germania R. F.	180	460	800
Gran Bretagna	170	410	1.005
Francia	90	145	260
Italia	23	24	50

Videogames: boom o collasso?

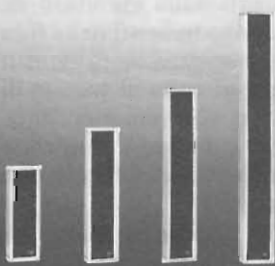
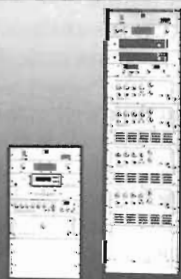
Quest'autunno si prevede che negli Stati Uniti verranno venduti al pubblico circa tre milioni di videogames. Un livello ritenuto attendibile perchè l'industria ha già ricevuto dall'apparato distributivo le ordinazioni e le sta sollecitamente evadendo.
Il mercato americano di questo prodotto, hardware più software, viene stimato dalla Arthur D. Little in circa 3500 miliardi di lire.
È in rapidissima crescita, ma per esso gli esperti prevedono un'evoluzione simile a quella osservata per le calcolatrici e gli orologi: un boom seguito poi da un collasso. I prezzi degli apparecchi sono in continua diminuzione: a Natale si scenderà sotto i 100 dollari. I modelli disponibili vanno dilatandosi: la Atari ha appena annunciato un supergame e la Mattel una versione avanzata del suo Intellivision.
La Atari prevede di vendere da 8 a 9 milioni di cartucce di un solo game, il Pac-Man, da 4 a 5 volte più di quanto era accaduto con altri prodotti software.

TV in casa con il satellite

Sempre per stare in tema di telecomunicazioni via satellite va rilevata un'altra importante novità: l'approvazione da parte della FCC con 6 voti a favore ed uno solo contrario del progetto della Communication Satellite (Comsat) di realizzare un sistema per la telediffusione diretta.
Si tratta del programma Satellite Television dal nome della consociata creata per gestire questa nuova attività nella quale la società conta di investire 680 milioni di dollari durante il primo anno di completa attività che dovrebbe essere il 1986.
L'iniziativa è piaciuta anche alle banche che probabilmente vedono nel mercato della televisione diretta via satellite un business promettente e dagli interessanti ritorni di investimento.
Un gruppo bancario guidato dalla Chase Manhattan Bank si è infatti detto disposto a sborsare circa 400 milioni di dollari per finanziare la Satellite Television la quale calcola in 20 milioni di famiglie la potenziale utenza raggiungibile.

TELETEXT &

Il sistema teletext inglese

Ing. Fabio Ghersel - Iª parte

**Il teletext inglese (con le sigle CEEFAX ed ORACLE) è in funzione con standard definitivo dal 1976; da esso sono derivati tutti i vari altri sistemi teletext, per ora sperimentali.
Ne indichiamo l'evoluzione, i caratteri dell'alfabeto, le righe di dati, i principali parametri, i codici delle righe di dati, l'unità trasmittente, la visualizzazione delle pagine.**

La linea di sviluppo del teletext nella forma attuale iniziò nel 1969, quando in Inghilterra la BBC e la IBA cominciarono ad investigare sulla possibilità di usare le righe non utilizzate dal segnale televisivo per portare segnali digitali per comunicazioni interne. La BBC pensò che un'altra applicazione poteva esser quella di un sistema di sottotitoli per sordi, e questo fu dimostrato nel 1971. Fu infine presa la decisione di considerare un servizio di tipo nuovo, con i sottotitoli solo come una possibilità sussidiaria. Questo sistema, col nome *CEEFAX*, fu annunciato il 23 ottobre 1972, iniziando una corsa fra la BBC e la IBA. Nell'aprile 1973 la IBA fece una dimostrazione del suo sistema chiamato *ORACLE* e poco dopo iniziò trasmissioni di prova nell'area di Londra.

CEEFAX ed ORACLE erano concettualmente uguali, ma differivano grandemente nei dettagli ed erano incompatibili fra loro.

La IBA, e la BBC, la BREMA e i responsabili governativi formarono un comitato per trovare un accordo su uno standard unificato. Si raggiunse l'accordo sullo standard unificato il 18 marzo 1974. Il 18 settembre 1974 il governo diede l'approvazione per le trasmissioni da parte della BBC e della IBA per un periodo sperimentale di due anni. La BBC iniziò le trasmissioni verso la fine del 1974, la IBA nella metà del 1975.

Dopo due anni di trasmissioni sperimentali, furono decise le trasmissioni regolari, con inizio nel novembre del 1976.

Tabella 1 - Caratteristiche delle pagine dello standard teletext inglese	
Formato della pagina	Intestazione della pagina (prima fila) più (al massimo) 23 file di 40 caratteri ciascuna.
Intestazione della pagina	32 caratteri indicanti nome del servizio, pagina e numero del giornale, giorno, data e tempo (ore, minuti e secondi).
Numero delle pagine	Fino a 100 per giornale.
Numero dei giornali	Fino a 8 per canale televisivo.
Tipo di pagina	Tipo A: trasmissione continua Tipo B: trasmissione di una serie di bollettini in un ciclo ripetitivo Tipo C: trasmissione di ciascun bollettino ad un tempo prestabilito per un periodo limitato.
Tempo di trasmissione	0,24 secondi (240 millisecondi) per pagina completa.
Possibilità redazionali	Grafici per semplici diagrammi Scelta di 6 colori o bianco Lampeggiamento di parole scelte Sottotitoli sull'immagine normale televisiva

I caratteri dell'alfabeto

Ogni sistema teletext usa un suo *alfabeto* (un insieme di *caratteri*). Per individuare questi caratteri i sistemi teletext usano segnali digitali codificati, impiegando sistemi binari.

Ogni carattere è individuato mediante un codice, formato da una serie di bit di identificazione.

Quali sono i caratteri dell'*alfabeto teletext inglese* e qual è il codice di indicazione dei vari caratteri?

Il codice usato nello standard teletext inglese è un sottogruppo del *codice ASCII*, a sette bit, con un ottavo bit di parità.

I *caratteri* usati nello standard del teletext inglese sono indicati nella *figura 1*, assieme ai rispettivi bit di identificazione. I caratteri sono di tre tipi diversi: a) caratteri alfanumerici; b) caratteri grafici; c) caratteri di controllo.

I caratteri *alfanumerici* forniscono:

VIDEOTEX

lettere maiuscole e minuscole, numeri, segni di interpunzione e simboli aritmetici.

La *figura 2* indica un esempio di come appare una pagina tipica di teletext. Ciascuna pagina ha posto per un massimo di 24 *file* di caratteri (le chiamiamo file anzichè righe per evitare confusione con le righe di analisi del cinescopio). Si possono avere (al massimo) 40 caratteri in ciascuna fila. Fa eccezione la prima fila (o fila *di intestazione*) che ha un massimo di solo 32 caratteri, gli altri 8 essendo necessari per fornire l'indirizzo della pagina. Le pagine sono organizzate in gruppi (al massimo di 100) per formare un *giornale*.

I caratteri *grafici* (detti anche caratteri *di mosaico*) permettono di riprodurre grafici elementari. La *figura 3* indica un esempio tipico di grafico. I grafici vengono ottenuti dando a 64 dei caratteri un significato alternativo (per far interpretare al televisore la forma grafica anzichè quella alfanumerica occorre trasmettergli prima un adatto carattere di controllo). I grafici sono ottenuti combinando caratteri grafici e sono detti *grafici a mosaico*.

I caratteri *di controllo* sono trasmessi quali istruzioni al televisore, indicando il modo di visualizzazione dei caratteri successivi: indicano ad esempio la scelta fra caratteri alfanumerici e grafici, il colore delle lettere seguenti, eccetera. All'inizio di ogni fila, se non ci sono caratteri di controllo che prescrivano diversamente, viene adottato il modo di visualizzazione normale, cioè con caratteri alfanumerici, bianchi su fondo nero, a semplice altezza, non lampeggianti, non cancellati, non intarsiati.

bit di identificazione			b7 →		0	0	0		0		1	1	1		1	
			b6 →		0	0	1		1		0	0	1		1	
			b5 →		0	1	0		1		0	1	0		1	
b4	b3	b2	b1	colonne / file	0	1	2	2a	3	3a	4	5	6	6a	7	7a
0	0	0	0	0	NUL(*)	DLE(*)	SP		0		@	P	—		p	
0	0	0	1	1	α ROSSO	γ ROSSO	!		1		A	Q	a		q	
0	0	1	0	2	α VERDE	γ VERDE	"		2		B	R	b		r	
0	0	1	1	3	α GIALLO	γ GIALLO	£		3		C	S	c		s	
0	1	0	0	4	α BLU	γ BLU	$		4		D	T	d		t	
0	1	0	1	5	α MAGENTA	γ MAGENTA	%		5		E	U	e		u	
0	1	1	0	6	α CIANO	γ CIANO	&		6		F	V	f		v	
0	1	1	1	7	α BIANCO(**)	γ BIANCO	'		7		G	W	g		w	
1	0	0	0	8	lampeggiante	blocco visualizzazione	(		8		H	X	h		x	
1	0	0	1	9	fisso (**)	γ contiguo(**)	)		9		I	Y	i		y	
1	0	1	0	10	fine intarsio(*)	γ separato	*		:		J	Z	j		z	
1	0	1	1	11	inizio intarsio	ESC (*)	+		;		K	←	k		¼	
1	1	0	0	12	altezza(**) normale	fondo nero(**)	,		<		L	½	l		‖	
1	1	0	1	13	altezza doppia	nuovo fondo	–		=		M	→	m		¾	
1	1	1	0	14	SO (*)	γ con ripetizione	.		>		N	↑	n		÷	
1	1	1	1	15	SI (*)	γ senza(**) ripetizione	/		?		O	#	o		■	

α = ALFANUMERICO

γ = GRAFICO

(*) Caratteri di controllo riservati per la compatibilità con altri alfabeti.

(**) Caratteri di controllo predisposti all'inizio di ogni fila.

Fig. 1 - I caratteri dello standard teletext inglese.

ASCII	: (*american standard code for information interchange*): codice standard americano per lo scambio di informazioni.
BBC	: (*british broadcasting corporation*): organizzazione statale inglese per le trasmissioni televisive.
BCD	: (*codice*) decimale codificato binario.
BREMA	: (*british radio equipmet manufactures' association*): associazione inglese dei fabbricanti di equipaggiamento radio e TV.
CEEFAX	: (*see facts*); sistema teletext inglese trasmesso dalla BBC.
IBA	: (*indipendent boardcasting authority*): organizzazione privata inglese per le trasmissioni televisive (finanziata dalla pubblicità che trasmette durante i programmi).
NRZ	: (*not return to zero*): tipo di segnale digitale trasmesso per ogni bit d'informazione del teletext.
ORACLE	: (*optimal reception of annuncements by coded line electronics*): sistema teletext inglese trasmesso dalla IBA.
TROM	: (*teletext ROM*): ROM del decodificatore teletext, o generatore di caratteri.
VDRE	: (*video display unit*): il riproduttore o visualizzatore video.

Quanti sono i caratteri e come sono distribuiti fra i tre tipi?

Dalla *figura 1* si vede che abbiamo un totale di 16 file x 12 colonne = 192 *caratteri totali*. Di questi: 16 file x 6 colonne (colonne 2, 3, 4, 5, 6, 7) = 96 sono *caratteri alfanumerici*;16 file x 4 colonne (colonne 2a, 3a, 6a, 7a) = 64

Fig. 2 - Esempio di pagina teletext.

Fig. 3 - Esempio di grafico teletext.

sono *caratteri grafici* (*di mosaico*) 16 file x 2 colonne (colonne 0 ed 1) = 32 sono *caratteri di controllo*.

Si usa indicare *la posizione dei caratteri* nella figura 1 con una frazione nella quale il numeratore rappresenta la colonna (verticale) e il denominatore la fila (orizzontale).

Ad esempio 3/5 indica il numero 5, 6/1 indica la lettera a.

Nella *Tabella 1* vengono riassunte le caratteristiche delle pagine dello standard teletext inglese.

Oltre a trasmettere il carattere, è necessario informare il televisore a quale giornale, pagina e fila essi appartengono, e fornire altre informazioni in modo che esso possa decodificare accuratamente i segnali ricevuti. La figura 4 riassume le *informazioni addizionali* (o *dati addizionali* o *prefisso*) che sono inserite all'inizio della trasmissione delle varie file (sopra: fila di intestazione; sotto: file successive).

Le parti del segnale trasmesso sono le seguenti.

1) *Avviamento clock*. Ciascuna fila comincia con un *segnale di clock* o *di cadenza* che permette ai circuiti del decodificatore teletext di mettersi in passo con il segnale ricevuto.
È come il capobanda che batte il tempo per stabilire il ritmo, prima di incominciare un pezzo di musica.
2) *Codice di inizio messaggio*. Una volta stabilito il tempo di clock, i circuiti del decodificatore teletext hanno bisogno di conoscere quando comincia il vero messaggio; il codice di inizio messaggio dà il segnale di inizio. Nel momento in cui è stato ricevuto il codice di inizio messaggio completo, il decodificatore teletext inizia il suo lavoro.
3) *Indirizzi di giornale e di fila*. Questo gruppo fornisce i bit che specificano a quale degli otto possibili giornali appartiene la successiva fila, e dove la fila va nella pagina.
4) *Numero della pagina* (unità e decine). Questi gruppi di bit appaiono solo sulla fila di intestazione e identificano al decodificatore teletext la pagina che segue.

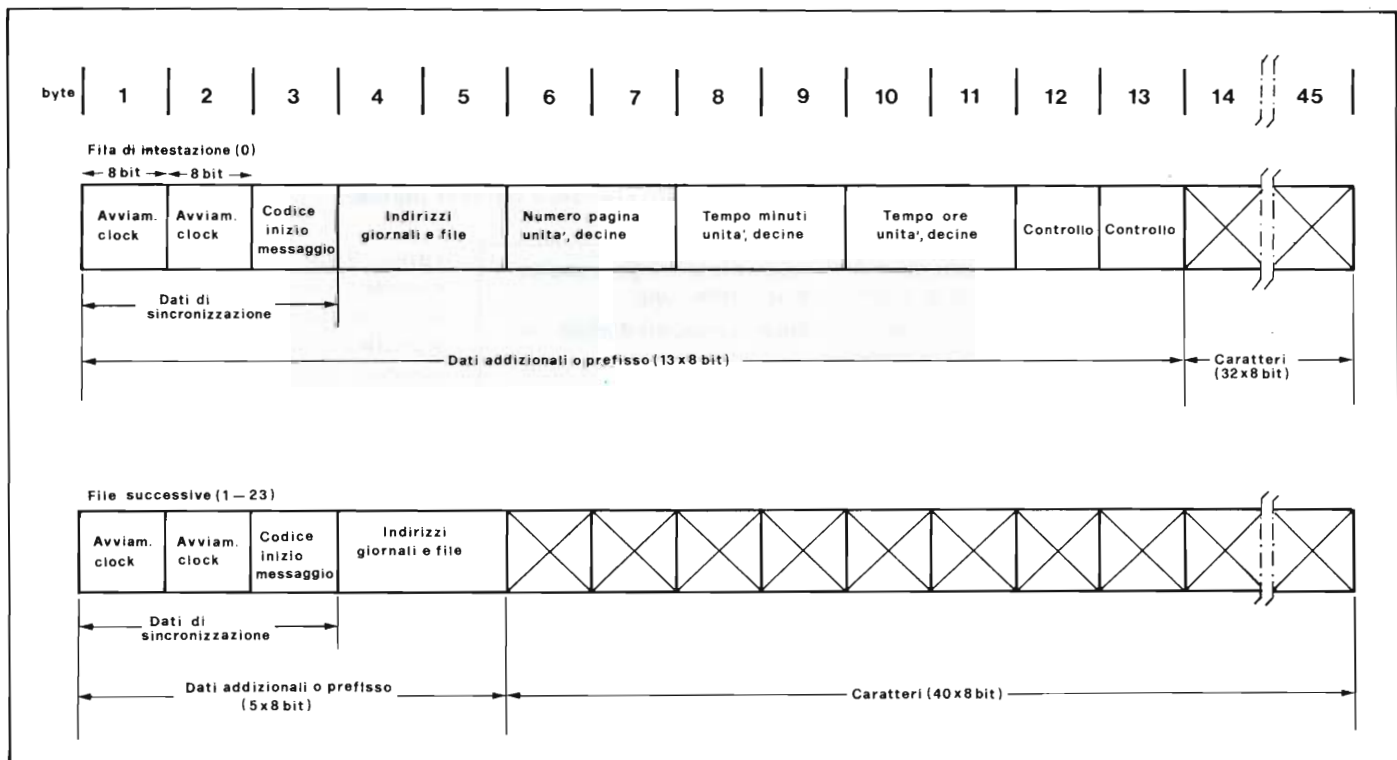



Fig. 4 - Collocazione del prefisso e dei caratteri nelle file della pagina teletext inglese.

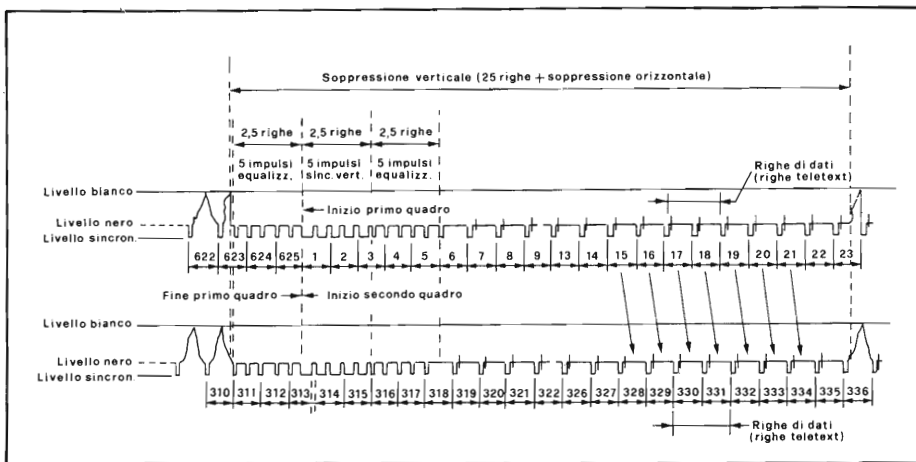



Fig. 5 - Utilizzazione delle 625 righe di analisi ed indicazione delle righe di dati.

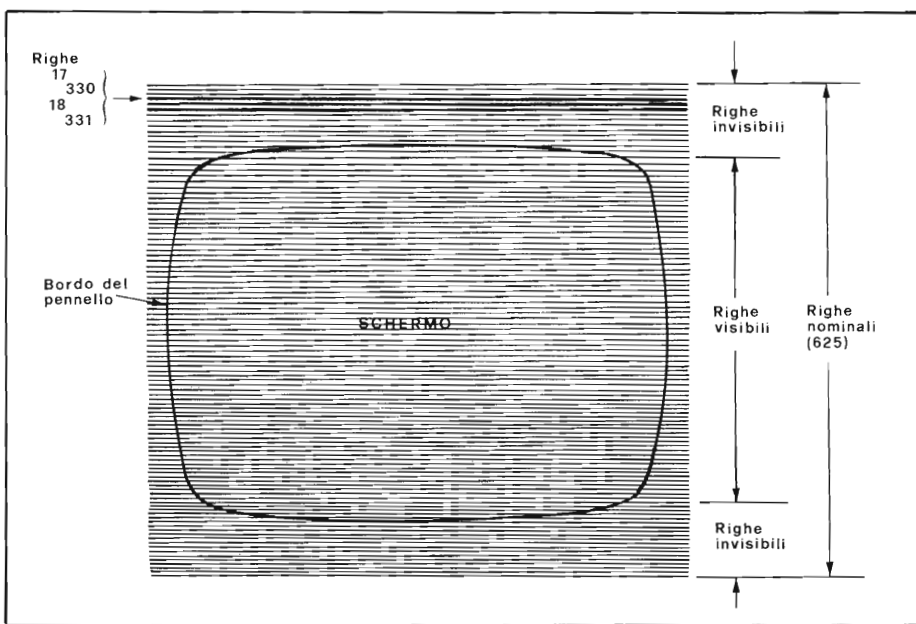



Fig. 6 - Posizione delle righe di dati rispetto al raster.

5) *Tempo* (minuti e ore). Anche questi gruppi di bit appaiono solo sulla fila di intestazione.
6) *Controllo*. Nella fila di intestazione seguono dei bit di controllo.

Nessuno dei precedenti dati addizionali è riprodotto sul cinescopio: essi servono solo per dare informazioni al televisore.

Le righe dei dati

Si pone ora il problema della scelta del metodo per aggiungere il segnale teletext al normale segnale televisivo. La soluzione scelta è stata quella di utilizzare per il segnale teletext alcune righe di analisi libere, cioè non utilizzate per la trasmissione del segnale video. Vediamo come.

Ricordiamo che il processo mediante il quale si ottiene la riproduzione dell'immagine sul cinescopio è detta *analisi*.

Essa è formata da un movimento a zig-zag dei fasci elettronici sui fosfori, un movimento in senso orizzontale da sinista a destra (detto *traccia orizzontale*) e da destra a sinistra (detto *ritraccia orizzontale*) e da un contemporaneo movimento dall'alto in basso (detto *traccia verticale*) e dal basso in alto (detto *ritraccia verticale*). L'analisi non è progressiva ma è *interlacciata*, cioè l'immagine è suddivisa in due *quadri* (o semiimmagini) interlacciati fra loro. Nella maggior parte degli standard vengono usate 625 *righe di analisi* per trasmettere una immagine completa. L'informazione delle 625 righe viene trasmessa in un venticinquesimo di secondo, ossia in 40 millisecondi. L'immagine completa è formata da due quadri, che utilizzano ciascuno 312,5 righe (nominali), in un tempo di un cinquantesimo di secondo, ossia in 20 millisecondi.

Non tutte le 625 righe di analisi però sono utili (cioè portano informazione video, cioè vanno a comporre l'immagine televisiva). In effetti su 625 righe, ce ne sono 25, poste fra la fila di ciascun quadro e l'inizio del quadro succesivo, che non portano informazione video, come è indicato nella *figura 5*. Queste righe vengono utilizzate in parte per trasmettere (al posto del segnale video) i segnali di sincronismo verticale, ed in parte sono inutilizzate. Le ultime 2,5 righe di un quadro (chiamiamolo per intenderci *primo quadro*) che trasmette la prima metà (da 1 a 312,5) delle righe, e le prime 5 righe del quadro successivo (chiamiamolo *secondo quadro*) che trasmette la seconda metà (da 312,5 a 625 delle righe) portano i segnali di sincronismo verticale (preceduti e seguiti dagli impulsi di equalizzazione). Le righe da 6 a 22,5 sono normalmente lasciate libere (da segnale video e da segnali di sincronismo verticale) e hanno solo i segnali di sincronismo orizzontale ed il burst. Lo stesso accade nelle righe corrispondenti del secondo quadro.

Per trasmettere i segnali del teletext nello standard inglese sono state scelte le righe (libere da segnale video) 17 e 18 del primo quadro e 330 e 331 del secondo quadro. Queste quattro righe sono dette *righe di dati* (o righe teletext).

La posizione di queste righe 17, 18, 330, 331 sullo schermo del cinescopio è indicata nella *figura 6*. Ricordiamo inoltre che l'immagine viene allargata in senso verticale di una parte detta *overscan*, che comprende un valore normale del 3% e massimo del 6% delle righe utili, per tener conto delle tolleranze ed evitare che si possa vedere un bordo nero sopra e sotto l'immagine. Le righe che fanno parte dell'overscan non sono perciò visibili sullo schermo. Le righe 17, 18, 330, 331 vanno a cadere quindi sopra nell'overscan superiore, e non sono visibili nel corretto funzionamento del televisore (possono esser resi visibili sui comandi di ampiezza verticale e di centraggio verticale). ■

COME FUNZIONA UNA C.P.U.

Ing. Paolo Bozzola

In un passato articolo esaminammo il funzionamento delle memorie, elemento fondamentale nell'ambito di un computer. Ora, in maniera molto semplice, e, quindi, spero altrettanto chiara, vedremo di addentrarci all'interno di una "C.P.U.", cercando di capirne la struttura ed il funzionamento durante la esecuzione di un programma. La trattazione non considererà un tipo particolare di C.P.U., bensì il discorso avrà un carattere generale.

Quando si lavora con i microprocessori, dopo un po' ci si dimentica della banalità o, per meglio dire, della semplicità dei concetti che stanno alla base del loro funzionamento, e si tende sempre più ad ottimizzare le prestazioni, analizzando a fondo le caratteristiche dei componenti di supporto (oltre alla stessa CPU) e "limando" il più possibile il software che piloterà la struttura. Questo è anche giusto: nessun provetto guidatore, infatti, mentre è alla guida, pensa come il motore gira, perchè la miscela scoppia, a come vengono azionate le valvole etc.: guida - nel migliore dei modi - e basta. Ma come è una piccola scintilla che permette la rotazione del motore, così nel computer l'esecuzione veloce di un programma deriva dalla applicazione intensiva di un semplice concetto: "vogliamo che dei dati, singolarmente o in gruppo, vengano trasferiti da una parte all'altra della memoria, purchè questo trasferimento dipenda da opportune condizioni". Se in memoria, in una certa cella, ho un "dato" (ossia, come oramai sappiamo, un gruppo di 8 bit ciascuno dei quali può essere individualmente a zero o ad uno logico) e voglio trasferirlo in un'altra cella della memoria PURCHÈ i bit di questo dato siano tutti a zero, ebbene l'insieme di queste "azioni" già rappresenta un PROGRAMMA, che potremmo riscrivere meglio così:

a) prendo il dato dalla cella "1"
b) controllo se il dato ha tutti i bit eguali a zero:
— se è così proseguo al punto "c"
— se invece così non è ho terminato l'operazione
c) inserisco il dato preso dalla cella "1" nella cella "2".

Abbiamo dunque già un punto fondamentale da ricordare, e cioè che un "programma" è un insieme ("set") di azioni elementari, ciascuna a se stante, correlate in una sequenza ordinata, cosicchè colui che dovrà portare a compimento tali azioni, potrà "eseguirle" una di seguito all'altra. Inoltre, fra le azioni possibili, abbiamo già visto che ve ne sono alcune che implicano una DECISIONE (TEST), ed è dal risultato di questa decisione che l'esecutore ricaverà le indicazioni per proseguire su una strada piuttosto che su un'altra. Ciò che qui abbiamo indicato come una "azione elementare", comunemente prende il nome di "istruzione". Quindi un "programma" è una sequenza di "istruzioni".

"Programma" è dunque anche quello di una gita, o di una serata a teatro, etc.: considerate come la definizione data prima si adatti anche fuori dal particolare mondo dei calcolatori!

Secondo punto fondamentale: si consideri "l'assenza" di ogni operazione elementare, quali sono quelle accennate prima. Ebbene, ci si renderà conto che - test a parte - tutte riguardano TRASFERIMENTI DI DATI BINARI da una parte della memoria ad un'altra (Nota: per memoria intendo sia RAM, che ROM, che Input/Output, etc., come si vide nel citato articolo). Niente di trascendentale, dunque: ed anche il più grosso dei computer, eseguendo anche il più complesso dei suoi programmi, non fa altro che trasferire continuamente dati da una parte all'altra della memoria, dopo averli opportunamente "elaborati", seguendo una logica che dipende dalle condizioni di "test" di volta in volta inserite nel programma. È solo e soltanto la velocità enorme con cui

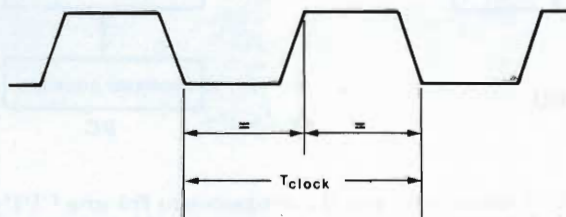



Fig. 1 - Il Clock di sistema.

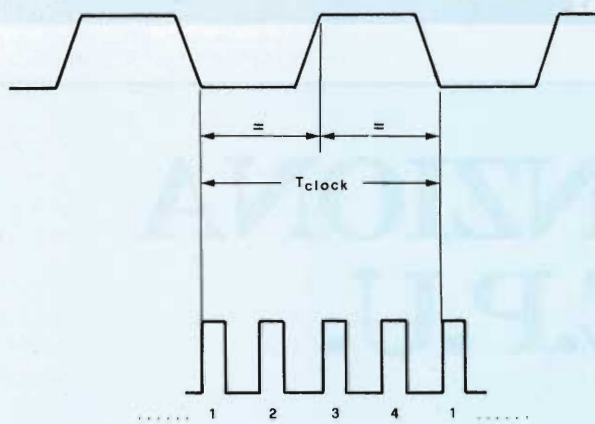



Fig. 2 - Segnale che il parzializzatore ricava (con linee di ritardo) dal clock, per uso interno nella CPU.

queste istruzioni elementari vengono eseguite che, assieme alla quasi totale assenza di errori, fa sì che l'uso di un computer risulti vantaggioso.

Dentro la CPU

È giunto ora il momento di tentare la costruzione di un apparecchiatura "automatica" che, sotto opportune condizioni, permetta l'esecuzione del programma. Ovverossia, è venuto il momento di costruirci una CPU. Se l'idea può sembrare strana, rispetto al metodo classico di esaminare pedissequamente una struttura già esistente, vedremo invece che l'essere costretti a pensare da noi i vari dispositivi aiuterà molto nella comprensione del funzionamento d'insieme.

La prima cosa che ci occorre è una "base dei tempi" ad una frequenza fissa, che universalmente si chiama "clock". Questo, affinchè tutte le operazioni legate alla esecuzione di una istruzione possano avvenire secondo una serie prestabilita

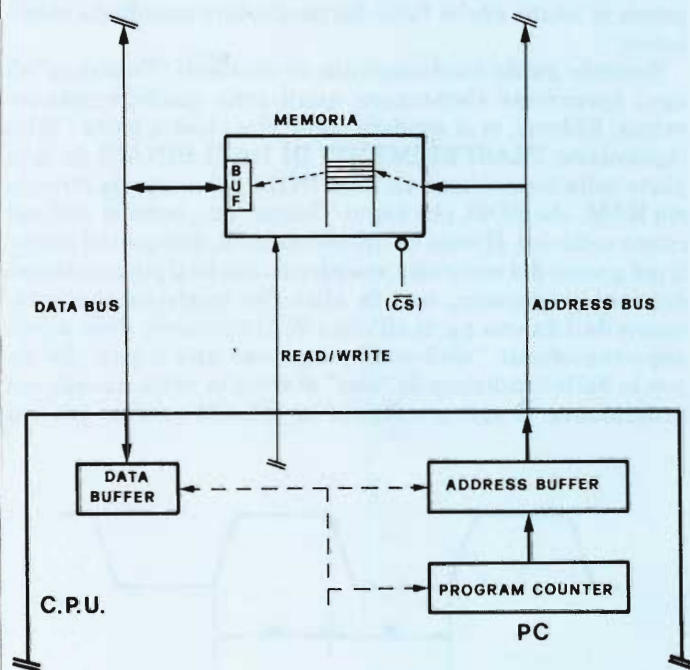



Fig. 3 - I dispositivi per il collegamento fra una CPU ed il mondo dei chip di supporto ad essa esterni (es.: memorie). Si notino i buffer sui due bus - dati ed indirizzi - ed il primo registro esaminato: il program counter (PC).

di eventi temporali, in modo da garantire una rigorosa "sequenzialità" nelle varie fasi. La frequenza del clock, palesemente, determina quindi la velocità complessiva di esecuzione del programma. Valori tipici delle frequenze di clock sono 1 o 2 MHz (6800, 6502), 4 MHz (6809, Z80).

La *figura 1* mostra l'aspetto della forma d'onda di clock: una semplice onda quadra con i due semiperiodi eguali (duty factor 50%), tipicamente.

Il primo dispositivo che a noi serve è correlato al clock di sistema di figura 1, e serve a "parzializzare" ulteriormente il periodo di clock, in modo da rendere disponibili tipicamente quattro istanti, equamente spaziati, durante ogni periodo del clock. La *figura 2* illustra tale segnale, che è creato ad uso esclusivo "interno" della CPU. Prima di passare alla *figura 3*, è opportuno fare la prima considerazione sui componenti interni che stiamo progettando. Ebbene: se si è detto che in pratica si lavora su "trasferimenti" di dati, sarà opportuno dotarsi di dispositivi che permettano il dialogo con le memorie esterne (là dove prendiamo o riponiamo i dati). Siccome una memoria ha bisogno di un indirizzo, affinchè sia possibile scegliere una delle sue celle interne, dovremo fornire questo "indirizzo" sotto forma di una "batteria" di zeri ed uni che a loro volta dovranno uscire da un banale "contatore" binario ("presettabile", ricordate questo fatto). Ecco allora spiegata - in figura 3 - la presenza del circuito chiamato "PC", o "Contatore dei passi di Programma". Questo genera effettivamente il "numero binario" corrispondente all'indirizzo che desideriamo inviare alla memoria. Il gruppo di fili che porta il nostro indirizzo, dunque in forma parallela, alla memoria, è il "Bus degli Indirizzi". Di solito il numero di indirizzo più elevato è 65.536, che corrisponde al numero massimo di combinazioni ottenibili con 16 fili, ovvero con un contatore binario "a 16 bit". Non sempre però, noi vorremo che l'indirizzo - che esce dal PC - venga collegato al Bus Indirizzi ("Address Bus": d'ora in poi "AB"): ecco allora l'uso di un "isolatore" o "buffer", e cioè il Buffer del Bus Indirizzi o AB-Buffer. Un opportuno segnale (tratteggiato) "abiliterà" il buffer, permettendo il passaggio verso il Bus dell'indirizzo generato dal P.C.

Il dato che si trova, ad esempio, nella cella all'indirizzo "X", potrà ovviamente "uscire" dalla memoria e giungere sul gruppo di fili (di solito 8), chiamato "Bus dei Dati" (Data-Bus, d'ora in poi "DB"). Il DB è ovviamente "bidirezionale", in quanto il dato su di esso può viaggiare nei due sensi, da e vero la CPU (ovvero verso e dalla memoria). Anche la Memoria dovrà possedere un suo Buffer, che deve essere anch'esso bidirezionale, e deve essere abilitato opportunamente a seconda di come viaggerà il dato che seguirà. Un opportuno segnale "di lettura o scrittura" permetterà tale abilitazione, e dovrà fornirlo proprio la CPU.

Infine, anche la CPU dovrà possedere un Buffer per interrompere opportunamente il collegamento sul DB, in modo che la CPU si possa "isolare" da esso. Anche tale Buffer sul DB è controllato da un opportuno segnale (la freccia tratteggiata).

Siamo ora in grado di definire le micro operazioni che sottastanno ad un semplice trasferimento di un dato dalla memoria alla CPU: la *figura 4* chiarisce ciò. Infatti ecco che inizia il ciclo del clock, ed arriva anche il primo dei quattro impulsi "interni". In questo momento dovremo istruire il PC con l'indirizzo da inviare alla RAM, e pilotare il segnale di "lettura/scrittura" (R/W), con un "1" logico che dica alla memoria che una lettura si sta effettuando. Al secondo passo, abiliteremo il buffer del bus indirizzi (e così l'indirizzo raggiunge la RAM); al terzo passo abiliteremo (in ricezione) il buffer sul bus dei dati. Al quarto passo, infine, predisporre-

mo il "sentiero" interno che il dato - già in arrivo - dovrà percorrere. Questo sarà più chiaro dopo: ci basterà per ora accennare al fatto che parecchi altri "blocchi" consimili si aggiungeranno a questi per costruire la nostra CPU: ed il dato dovrà poter raggiungere tutti questi dispositivi. Infine, eccoci all'inizio del ciclo successivo: in tale istante si chiuderà allora il buffer sul DB, ed il dato sarà solo a questo punto effettivamente "inglobato" nella CPU.

Guardiamo ora la *figura 5*. È una ulteriore "complicazione della figura 3 ove compaiono tre individui con cui non abbiamo ancora fatto le debite presentazioni, ed un severo dispositivo, chiamato "ID". Invece, il parzializzatore per il clock interno lo conosciamo già. Iniziamo con il primo dei tre dispositivi nuovi: "Acc" sta per "ACCUMULATORE", ed è il registro princiale in una CPU. Per inciso, si definisce "registro" un insieme di flip-flop, interno alla CPU, che può essere caricato o scaricato con un dato in arrivo dalla memoria esterna o che deve andare verso questa. Un "registro" ha una sua lunghezza tipica, che per l'accumulatore è solitamente 8 bit (come la lunghezza dei dati sul bus), mentre per altri registri interni può essere anche maggiore (es.: 16 bit). Dunque, l'Accumualtore presiede ai trasferimenti da e verso la memoria, in quanto è verso l'Accumulatore che vanno i dati in arrivo attraverso il Data Buffer ed è dall'Accumulatore che poi ripartono.

L'accumulatore è notevolmente importante - rispetto ad altri registri della CPU - perchè gode di una stretta collaborazione da parte del dispositivo che in figura 5 è designato come "ALU", che sarebbe poi "Arithmetic-Logic-Unit", o: "Unità Aritmetico Logica". Questo dispositivo è la sede "fisica" di tutte le operazioni sui dati che sono entrati nella CPU, ovvero: somme, sottrazioni, shift, moltiplicazioni, divisioni, etc. Il collegamento interno indicato con "*" mostra come dall'Accumulatore un dato possa essere trasferito nell'ALU, oppure da questa (e sarà in tale caso il "risultato" di una operazione) ritornare sia di nuovo all'Accumulatore, oppure uscire dalla CPU, in quanto anche la ALU è collegata - con un bus comune che prende il nome di "Bus Interno" - ai Data Buffer. Possiamo ora, estendendo l'analisi fatta per il trasferimento di un dato, preseguire con un esempio di operazione con l'uso dell'ALU. Dunque, alla fine del primo ciclo di clock (ossia dopo 4 sub-cicli interni), il dato è nell'Accumulatore.

Se questo dato deve, per esempio, essere SOMMATO con un altro dato, che risiede nella memoria esterna, è più che ovvio che servirà ancora un ciclo intero di clock, identico al primo, alla fine del quale il dato "Y", preso appunto dall'esterno, viene inglobato anch'esso dalla CPU. L'unica differenza, in tal caso, è che il dato "Y" non va nell'Accumulatore, ove il dato "X" già risiede, bensì va direttamente alla A.L.U. Ecco allora che, all'inizio del terzo ciclo di clock, il dato "X" viene trasferito dall'Accumulatore alla A.L.U.: qui "interagisce" con il dato "Y" secondo l'operazione richiesta (Es.: somma). Siamo così ancora nel terzo ciclo di clock, e precisamente sta per arrivare il terzo sub-ciclo: ma adesso - nella A.L.U. - il risultato è già pronto, e quindi è possibile, nella parte restante del ciclo, o trasferirlo di nuovo in Accumulatore, o passarlo all'esterno memorizzandolo in RAM.

Voglio insistere sul fatto che sto cercando di semplificare tutte le micro-operazioni interne, e di dare ad esse una interpretazione che sia il più possibile di carattere generale: per cui mi si perdoni il trascurare alcuni particolari! Ad esempio, non ho ancora detto COME si è potuto conoscere che quel trasferimento implicava poi la somma di X con Y, ma ci arriveremo fra poco. Per ora, proseguiamo con la descrizione degli altri registri.

Il registro indice

Un paragrafo dedicato merita il cosiddetto "Registro Indice". È questo un particolare registro, di solito a 16 bit, appositamente studiato per interagire, tramite la A.L.U., con il "Program Counter", ovvero, come già sappiamo, il Registro che genera l'indirizzo da inviare alla memoria.

Ecco allora la necessità di aprire una pur breve parentesi sul problema importantissimo dell'«indirizzamento». È senz'altro opportuno procedere con un esempio.

Si abbia, ben distribuita in memoria, una lista di dati riguardanti, per esempio, i valori di temperatura di un riscaldatore, ordinati in modo crescente. Se nel mio programma una parte è dedicata al rilevamento delle temperature della macchina, è possibile che io debba operare nei confronti fra i dati rilevati e quelli contenuti già in memoria. Per inciso, un'area di memoria organizzata come sopra prende il nome di "tabella".

La tabella inizierà, sempre in memoria, all'indirizzo "k" e terminerà all'indirizzo "w". Se "X" è il dato di temperatura

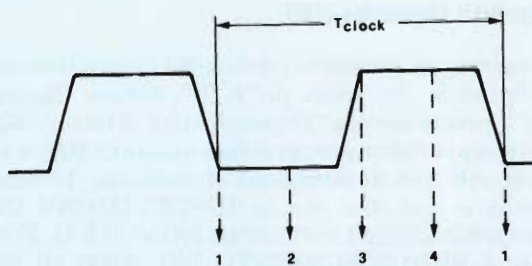



Fig. 4 - Analisi di quello che accade, durante un ciclo di clock, in fase di acquisizione di un dato dalla memoria (analisi semplificata).
1) viene formato l'indirizzo ed il Read/Write
2) l'indirizzo viene ammesso aprendo il suo buffer sul bus
3) viene aperto il buffer sul data-bus (in ricezione)
4) viene internamente abilitato quel registro che riceverà il dato
5) — (cioè "1" del ciclo seguente): viene acquisito il dato e vengono chiusi i buffer.

rilevata, ora il problema è: "come si esegue un confronto rapido ed ordinato?"

Ebbene, io potrei prendere il primo dato della tabella, istruendo la CPU di "caricare il dato all'indirizzo "k"; potrei poi effettuare il confronto, e se vi sono diseguaglianze, potrei proseguire istruendo la CPU di "caricare il dato dall'indirizzo "k + 1", e così via. Un tale - barbaro! - metodo, avrebbe come conseguenza una assurda ripetizione della stessa istruzione tante volte quanti sono i dati da esaminare! Ora, ciò costituirebbe un tale spreco di memoria per il programma, che nessuno più userebbe un microprocessore, o quasi! Invece, la situazione è risolta con il seguente metodo:

a) si indica alla CPU qual'è l'indirizzo iniziale della tabella
b) si azzera il registro indice, in modo da utilizzarlo come "contatore"
c) si istruisce la CPU a «prelevar dalla tabella il dato contenuto all'indirizzo che risulta dalla somma fra l'indirizzo iniziale ed il contenuto del registro indice»
d) si effettua comodamente il confronto sul dato prelevato
e) ad esempio, se il confronto è positivo, si termina, se no.....
f) viene automaticamente aggiunto "1" al contenuto del registro indice
g) si torna al punto "c)".

Come si vede, abbiamo creato un "ciclo" ("loop"), ove le istruzioni sono presenti solo una volta, ma vengono ripetute ad ogni tornata grazie all'uso del metodo di indirizzamento

che adopera il registro indice, ovvero l'indirizzamento "indicizzato".

Io spero che con questo banale esempio il Lettore sia riuscito a chiarire i dubbi in merito: ad ogni modo, ritorneremo sull'argomento un'altra volta. Per ora, non vogliamo divagare troppo onde evitare confusione. Detto questo, mi sembra chiaro che il registro indice deve per forza cooperare con la A.L.U. per "elaborare" l'indirizzo che si suole "effettivo". L'indirizzo che abbiamo chiamato "iniziale" della tabella dovrà giungere sotto forma di due dati di 8 bit: sul bus interno i due dati giungono al Registro Indice, dove vengono concatenati in un indirizzo di 16 bit. Poi dal registro indice verranno trasferiti alla A.L.U., dove verrà effettuato l'incremento. Finalmente, dalla A.L.U. l'indirizzo "effettivo" viene trasferito al buffer di indirizzo (e quindi alla memoria). Tutto ciò tipicamente in quattro cicli del clock. Resta da dire ancora che, ovviamente, un registro indice può essere usato come un Accumulatore, e quindi per semplici trasferimenti di dati, anche se con minore versatilità rispetto al vero Accumulatore.

L'instruction Decoder (ID)

Finalmente ora possiamo parlare del dispositivo chiamato - in figura 5 - col nome di "I. D.", ovvero "Instruction Decoder", ovvero ancora "Decodificatore di Istruzioni". Prima dissi che avevo trascurato di fare notare COME si poteva sapere di che tipo di istruzione si trattasse. Ebbene, ora finalmente si può dire che la SUPERVISIONE DELLE MICRO-OPERAZIONI INTERNE NONCHÈ IL FONDAMENTALE RICONOSCIMENTO DEL TIPO DI ISTRUZIONE DA ESEGUIRE È COMPIUTO DAL DECODIFICATORE DI ISTRUZIONI.

Questo NON È un registro, bensì - come del resto dice il nome stesso - un "decoder", insieme di porte e di flip-flop, di reti logiche combinatorie, micromemorie ROM, etc. A noi questo - almeno a questo livello - importa relativamente: ci basta sapere che l'ID, ricevendo le quattro fasi interne dal parzializzatore del ciclo di clock, riesce a governare tutta la sequenza delle micro-operazioni (trasferimenti interni fra i registri, apertura/chiusura dei buffers, controllo del Read/Write, etc.) che, globalmente, costituisce l'esecuzione completa di una istruzione. Tale risultato ovviamente è possibile perchè l'ID conosce PRIMA di iniziare a manipolare i dati quello che si deve fare! E questo, a sua volta, è reso possibile dal fatto che ogni istruzione è in pratica composta da due parti: un "prefisso", unico per ogni tipo di istruzione, chiamato "CODICE OPERATIVO", ed un argomento che si chiama "OPERANDO". Il programma, ovviamente, risiede da qualche parte in memoria. La *figura 6* cerca di visualizzare quanto si sta dicendo: la memoria esterna alla CPU avrà una sua area dedicata a contenere il "programma", mentre un'altra zona è dedicata ai "dati". Ogni cella di memoria contiene ovviamente UN SOLO BYTE, ma in ogni caso UNA ISTRUZIONE PUO' ANCHE ESSERE COMPOSTA DA PIU' DI UN BYTE. In figura, infatti, vediamo come l'istruzione "A" sia composta da tre byte, dei quali il primo sarà in ogni caso il codice operativo, e gli altri due costituiranno l'operando. L'istruzione "B" è invece di due byte, con un solo byte di operando dopo il primo occupato dal codice operativo. Infine, l'istruzione "C" è composta esclusivamente dal codice operativo, ed è quindi di un solo byte.

Un altro esempio per chiarire che cosa si intende per codice operativo, operando, e quindi, globalmente, per "istruzione", può essere il seguente.

Fig. 5 - Visione dell'interno di una CPU (semplificato). Si noti il bus interno di collegamento fra i registri; le linee tratteggiate sono i controlli che il Decodificatore di Istruzioni ha sui componenti della CPU; si noti poi che I.D. riceve le quattro fasi del parzializzatore. Si veda anche (*) che il Registro Accumulatore è collegato nei due sensi con la A.L.U., mentre (**) dal data buffer arriverà direttamente il Codice Operativo al Decoder (I.D.) all'inizio di ogni istruzione. Ovverossia, il primo byte di ogni istruzione, che è appunto il "Codice Operativo", entra nella C.P.U. con un ciclo simile a quello descritto in figura 4 (ciclo di lettura), solo che il byte acquisito giunge all'I.D. e non ad un registro: in tale modo l'I.D. può - interpretando immediatamente il Codice Operativo - sapere come si deve eseguire l'istruzione stessa e trattare i byte che seguono.

Fig. 6 - Esempio d'uso della memoria di sistema: una parte è occupata dal programma (si vedano tre istruzioni esplicate, di lunghezze diverse ma tutte almeno con l'Op-Code), ed un'altra dei dati.

L'istruzione sia "Carica il Registro Accumulatore con il contenuto della memoria che si trova all'indirizzo (esadecimale) 1AB7". Ebbene, nella istruzione il C. Operativo è, in parole, "Carica il Registro Accumulatore", mentre l'operando è ciò che serve a "spiegare compiutamente su che cosa deve lavorare la CPU": in tal caso, dove andare a prendere il dato. È ovvio che il Decodificatore di Istruzioni non capisce il linguaggio umano, e così chi lo costruisce deve avere attribuito ad ogni tipo di istruzione un codice binario univoco: per esempio "10101101" (AD hex.). Alla fine, la nostra istruzione sarà: AD 1A B7. Se ora, ad esempio, vogliamo che "venga sommato al dato appena caricato in Accumulatore il dato 00010011", avremo una istruzione di due byte soltanto, per esempio: 69 13 (hex.), dove "69" è il codice operativo, e 13 è appunto il dato che si desidera sommare al precedente, e che è stato in tale caso immediatamente specificato dopo lo stesso codice operativo. Cioè, "13" è il nostro operando. In definitiva, potremmo analizzare un qualsiasi manuale di programmazione di una CPU, e da qualche parte troveremmo sempre una tabella di riferimenti per i tipi di istruzione ammessi ed i loro codici operativi nelle varie forme di indirizzamento ammesse. Per ogni codice operativo, sarà sempre specificato il numero di byte di operando (per cui si sa il numero complessivo dei byte della istruzione), ed il numero di cicli del clock necessari alla esecuzione della istruzione. Scherzosamente, potremmo affermare che anche il Signor "Decodificatore di Istruzioni" lavora con in mano una copia della suddetta tabella, ed è per questo che - in effetti - le istruzioni vengono interpretate, prima, e quindi eseguite!

A conclusione di questa nostra digressione, restano da definire due fatti importanti: il primo è: «adesso che sappiamo come è possibile eseguire, grazie all'ID che governa i registri della CPU, una istruzione, come è però possibile spiegare alla CPU (overo all'ID) DA DOVE INIZIA IL PROGRAMMA IN MEMORIA?». Il secondo problema è invece correlato alla possibilità di eseguire i famosi "test" sui dati, ed è: «come fa la CPU a prendere decisioni sull'andamento richiesto del programma?». I due ultimi paragrafi cercheranno di risolvere i due problemi.

Il Reset (inizializzazione)

Una CPU inizia a funzionare quando si attiva la sua alimentazione.

Ma non appena questo accade, la situazione interna dei registri è del tutto casuale. SI HA SOLO LA GARANZIA CHE IL DECODER DI ISTRUZIONE PONE LA CPU IN STATO DI LETTURA (solitamente è così) IN MODO CHE NON VI SIANO SCRITTURE "FANTASMA" IN MEMORIA, CON CONSEGUENTE DISTRUZIONE DI DATI IMPORTANTI. Per "sbloccare" tale situazione, un apposito segnale hardware, di solito un impulso verso massa, deve essere applicato ad un piedino della CPU, appunto il nostro ingresso di RESET. Il segnale ("di Reset") deve essere poi tenuto basso per un certo numero di cicli del clock, in modo che tutti i registri interni o possano essere azzerati, o in ogni caso si inizializzino. Non appena il Reset giunge all'ID, questo attende che tale segnale ritorni alto: appena questo avviene, inizia la fase di "partenza" (Start-up) della CPU. Infatti, l'I.D. ordina al Program Counter di inviare sul Bus degli indirizzi il cosiddetto "indirizzo di reset": per esempio 0000 (16 bit hex). A questo indirizzo DEVE CORRISPONDERE ASSOLUTAMENTE UNA CELLA DI ROM (MEMORIA NON VOLATILE CHE PUO' ESSERE SOLTANTO LETTA). Avviene quindi un ciclo di LETTURA DEL contenuto della cella "0000". Tale dato viene momentaneamente custodito nella stessa CPU (es.: viene messo nella prima metà del nostro indice). Segue a questo primo ciclo un secondo ciclo di lettura, stavolta con il P.C. che emette l'indirizzo successivo: 0001 (hex). Anche in 0001 deve esservi una locazione di memoria ROM. Il dato viene letto, e quindi concatenato dentro la CPU in modo da FORMARE UN INDIRIZZO COMPLETO (16 BIT). TALE INDIRIZZO SARA' L'INDIRIZZO DI PARTENZA DEL PROGRAMMA, OVVERO L'INDIRIZZO, IN MEMORIA, OCCUPATO DALLA PRIMA ISTRUZIONE DEL PROGRAMMA. Esempio: il nostro programma inizia all'indirizzo (hex.) 1000. Ecco allora che - in una ROM situata all'indirizzo 0000 e seguenti - noi metteremo: 00 nella cella che occuperà l'indirizzo 0000, e 10 nella successiva. Al Reset, verrà dunque formato l'indirizzo "1000", ottenuto appunto concatenando i due dati. Tale indirizzo - che si chiama "vettore" per il modo con cui è ottenuto - "punta" dunque all'inizio del mio programma, CHE OVVIAMENTE DEVE PUR'ESSO RISIEDERE IN UNA ROM E CHE DEVE INIZIARE CON UNA ISTRUZIONE ESEGUIBILE. Le ROM sono necessarie in quanto altrimenti, al reset, i dati sarebbero casuali e la CPU sicuramente andrebbe in stallo.

Fin qui, dunque, tutto è automatico: ma non appena inizia la esecuzione del programma, l'ID inizia la sua funzione primaria di interprete dei codici operativi, e l'esecuzione del programma prosegue sequenzialmente, istruzione dopo istruzione.

Fig. 7 - Il Registro di Stato ed i suoi Flags (solo i più comuni sono evidenziati).

Il registro di stato

Nella figura 5, ho evidenziato un registro con "?". Appunto perchè non volevo creare confusione mettendo troppa carne al fuoco. Ora è invece giunto il momento di introdurre un importantissimo registro, chiamato "Registro di Stato". È questo un array di flip-flop, indipendenti l'uno dall'altro, ma riuniti comodamente in un insieme di 8 in modo da essere facilmente accessibili tramite il bus interno. Ognuno dei flip-flop ha un suo particolare significato, e viene settato/resettato a seconda del tipo di istruzione appena eseguita e, soprattutto, IN CONSEGUENZA DEL SUO RISULTATO.

Per semplicità in *figura 7* sono evidenziati solo 4 dei possibili 8 flag di un registro di stato. Sono i più comuni e qui di seguito spiego le loro funzioni.

- Flag "Z" ("Zero"): viene AUTOMATICAMENTE posto ad uno logico se e solo se il risultato della istruzione che la CPU ha appena finito di eseguire è zero.
- Flag "N" ("Negative"): viene AUTOMATICAMENTE posto ad uno logico se e solo se il risultato della istruzione che la CPU ha appena finito di eseguire è il bit 7 ad uno logico (cosa che indica il numero negativo quando si lavora in complemento a 2)
- Flag "C" ("Carry"): viene AUTOMATICAMENTE posto ad uno logico se e solo se il risultato della istruzione precedente ha causato un "Riporto" (Carry). Esempio: una somma fra F0 e 10 (hex. 8 bit) avrà avuto come risultato 00 con un Carry = 1, che indica riporto.
- Flag "V" ("Overflow"): va a uno quando la CPU ha eseguito una operazione che ha portato ad un "supera-

mento" (overflow) delle sue capacità di calcolo: per esempio, quando il risultato di una moltiplicazione abbia un numero complessivo di bit superiore alle dimensioni della A.L.U., etc.

La presenza dei flag sopra accennati permette l'esistenza delle "istruzioni di test". Per esempio, si abbia una istruzione siffatta: «testa il risultato, in Accumulatore, della istruzione precedente: se è zero, salta all'indirizzo 1A7F». Ammettendo che il codice operativo sia, per esempio, BC, la nostra istruzione potrebbe essere: "BC 1A 7F". Che cosa accade durante la sua esecuzione?

Quando l'ID riceve il codice BC dalla memoria, sa subito dopo che dovrà leggere il contenuto del Flag "Z" nel registro di stato. Si noti che il dato nell'accumulatore non viene nemmeno preso in considerazione, poichè tutto quanto serve ("l'informazione sullo stato") è già nel registro di stato. Per cui, se il flag è ad 1 logico, ciò vuol dire che il risulato era proprio zero. Ed allora l'ID preleva dalla memoria i due byte successivi che formano l'operando, li assembla per formare il nuovo indirizzo che, inserito nel Program Counter, farà sì che il programma riprenda alla nuova locazione. Altri tipi di test vengono ovviamente eseguiti secondo tale procedimento.

Conclusioni

Lo spazio mi costringe a terminare, rimandando a prossimi articoli le discussioni sui seguenti argomenti: metodi di indirizzamento, tipi di registri, configurazioni delle CPU più comuni, etc. Al livello attuale, una utile bibliografia può basarsi sui manuali hardware/software della CPU che si desidera conoscere più approfonditamente, mentre per una introduzine all'argomento, può essere di aiuto la lettura di "Introduzione ai Microprocessori", di Cerruti e Morocutti (Hoepli, MI), nonchè la lettura dei capitoli dedicati alla CPU di "Digital Computer Fundamentals", di T. Bartee, in corso di pubblicazione a cura della Jackson Ed. ■

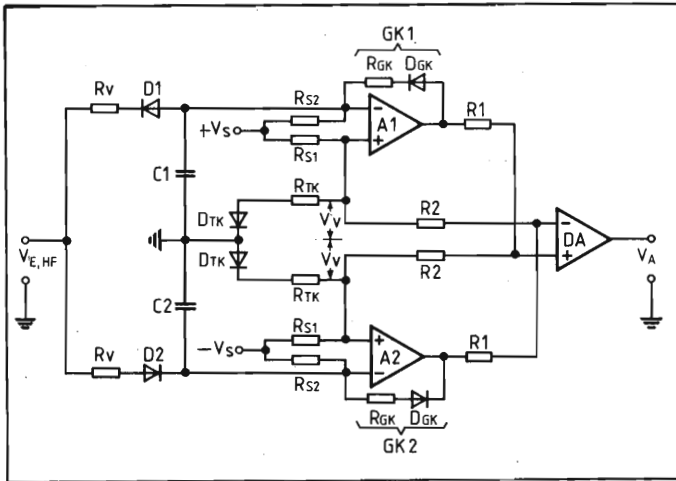



Fig. 6 - Rivelatore con raddrizzatore a doppia semionda.

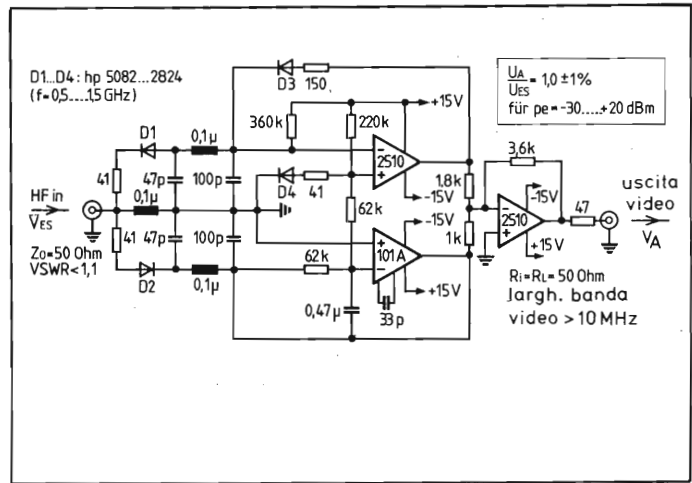



Fig. 7 - Versione definitiva del demodulatore di precisione.

sione, permette anche un'amplificazione del segnale d'uscita demodulato.

Per evitare il fenomeno dell'accumulazione delle cariche alle frequenze molto alte, si consiglia l'impiego di diodi Schottky (hot carrier). L'uso di questi diodi montati in contenitori di ridotta induttanza e di resistenze R_V("chip" senza terminali), permetterà di costruire demodulatori molto lineari e stabili alle variazioni di temperatura, per frequenze che possono arrivare a circa 10 GHz con adattamento diretto alla linea, senza cioé bisogno di preamplificazione in alta frequenza.

Nella banda di frequenze tra 20 MHz e 4 GHz. Viene garantito un adattamento con un ROS massimo di 1,2. Grazie alle diverse compensazioni termiche, sarà possibile ottenere una costante di rivelazioni V_A/V_{ES} pari ad 1,0 ± 1% entro un vasto campo di variazione della temperatura.

La figura 7 mostra una versione reale del circuito, equipaggiato da economici diodi Schottky incapsulati in vetro.

L'induttanza parassita di questi contenitori tende a limitare la banda di frequenza, ma questa versione economica si è dimostrata molto efficiente in VHF, UHF e persino in banda L.

I campi d'impiego di questi rivelatori di precisione riguardano in genere le applicazioni di misura in alta frequenza, i trasmettitori e i ricevitori di qualità ed anche gli impianti video professionali, dove sono molto apprezzate l'alta velocità, la linearità e la stabilità termica.

Questo lavoro si basa su documentazione e brevetti fornitici dalla ditta S-Team di Kornwestheim.

■

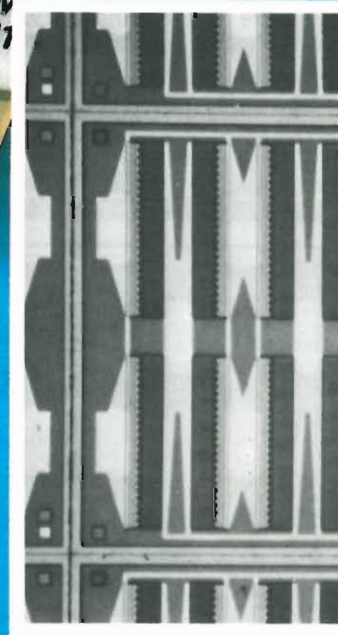
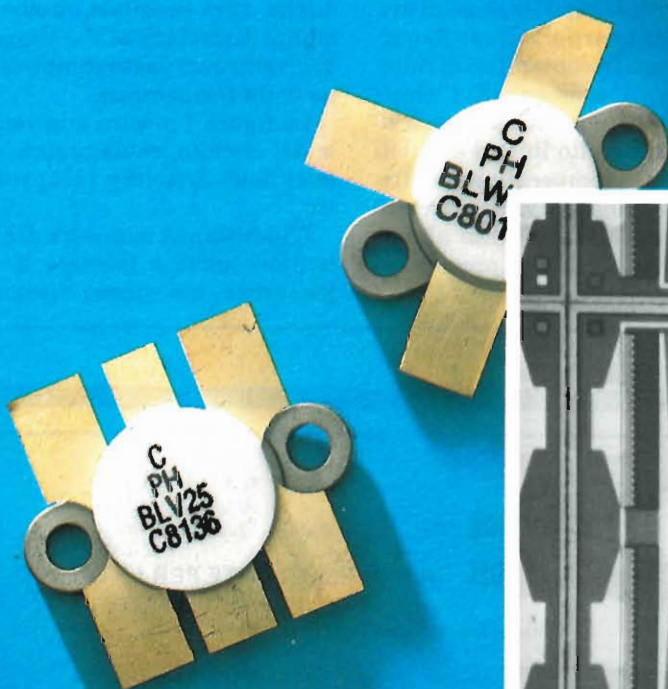
AMPLIFICATORE A LARGA BANDA DA 300 W PER FM BROADCASTING

di L. Cascianini e H. G. von Hess

Viene presentato il progetto di un amplificatore FM (87,5 — 108 MHz) con potenza di uscita di 300 W. L'amplificatore lavora con due transistori BLV 25 in push-pull, classe B e tensione di alimentazione di 28 V. Viene descritto anche il relativo amplificatore pilota realizzato con il transistore BLW 86.

Il transistore BLV 25 è stato studiato e realizzato per essere impiegato nei trasmettitori-ripetitori FM. È incapsulato in un contenitore a flangia a 6 terminali con testa in ceramica da 1/2 pollice (figura 1). Com'è nostra abitudine, illustreremo in questo articolo solo le linee generali e la soluzione pratica di questo progetto riservandoci di fornire il Rapporto di Laboratorio originale a chi ne facesse richiesta. Questa prassi ci consente di ospitare nella rivista un maggiore numero di progetti.

Oltre all'amplificatore di potenza presenteremo anche il relativo preamplificatore. Si tratta di un amplificatore monostadio realizzato con il transistore BLW 86 montato in un circuito capace di dare una potenza di uscita di 45 W. Anche il BLW 86 è incapsulato in un contenitore a flangia a quattro terminali e testa in ceramica (SOT 123). Lavora in classe B ed è alimentato con una tensione di 28 V (figura 1).

In *figura 1a* è riportato lo schema a blocchi.

Il BLV25 con la sua potenza di uscita VHF di 175 W è il primo transistore in grado di fornire una potenza così elevata nella banda F.M. Il rendimento di questo transistore ha il valore tipico del 75% entro tutta la banda FM e cioè da 87 a 108 MHz. Anche il guadagno in potenza è elevato; il suo valore tipico è infatti 10,5. Il BLV25 possiede un ingresso adattato internamente e una struttura di resistori di emettitore diffusi interni che permette un'efficace distribuzione della temperatura. La metalizzazione in oro consente una sicurezza di funzionamento nel tempo veramente eccezionale.
Il transistore possiede un contenitore a flangia a 6 terminali da mezzo pollice e cappuccio in ceramica (SOT-119). Tutti i terminali sono isolati dalla flangia. Il BLW 86 è il transistore pilota ideale per il BLV25.

A destra - Microfotografia del cristallo di silicio del BLV25.

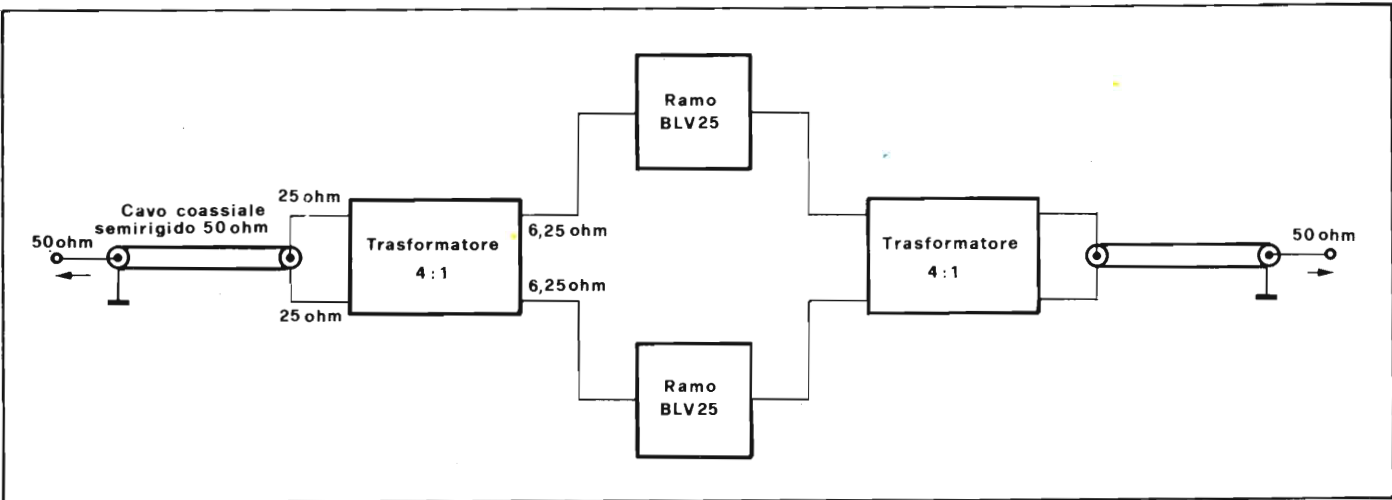



Fig. 1 - Schema di principio dell'amplificatore FM con potenza di uscita di 300 W.

Messa a punto dell'amplificatore

Il primo allineamento viene fatto con segnali molto deboli, iniziando dal circuito di uscita. Al posto dei transistori BLV 25 vengono messi due carichi fittizi che simulano il coniugato complesso del valore ottimo dell'impedenza di ca-

Tabella 1 - Valori del guadagno, dell'impedenza d'ingresso e d'uscita al variare della frequenza.

Frequenza (MHz)	Guadagno (dB)	Impedenza ingresso (Ω)	Impedenza di carico (Ω)
87.5	13.61	0.76 — j 0.00	7.65 + j 3.28
89.8	13.40	0.76 + j 0.04	7.56 + j 3.32
92.2	13.18	0.76 + j 0.08	7.48 + j 3.36
94.7	12.96	0.76 + j 0.12	7.39 + j 3.40
97.2	12.75	0.75 + j 0.16	7.32 + j 3.47
99.8	12.53	0.75 + j 0.20	7.23 + j 3.51
102.5	12.31	0.75 + j 0.24	7.13 + j 3.54
105.2	12.10	0.75 + j 0.28	7.05 + j 3.60
108	11.89	0.75 + j 0.32	6.95 + j 3.63

Tabella 2 - Caratteristiche principali dei due amplificatori e della loro combinazione

Banda FM 87,5 - 108 MHz	*Pilota BLW 86 $P_o = 45$ W*		*Finale 2xBLV 25 $P_o = 300$W*		*Combinazione BLW 86 + 2xBLV 25 $P_o = 300$ W*	
	min	max	min	max	min	max
Guadagno	12	13	10.4	11	22.6	25
VSWR ingresso dB	1.2	1.3	1.45	1.70	1.1	1.85
Rendimento	69	72	70	71	63	66

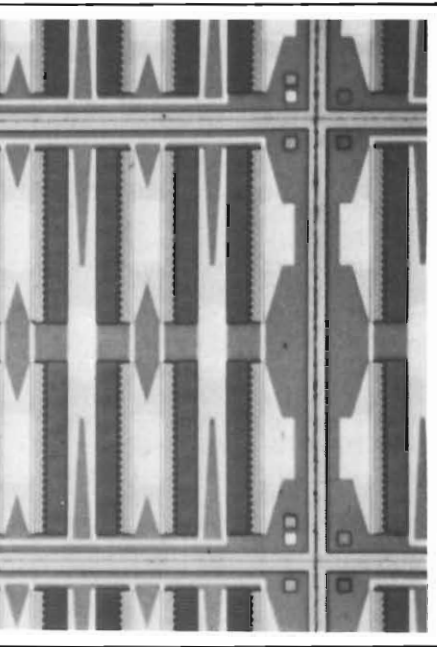



Fig. 2 - a) Modifiche da effettuare nel circuito di uscita dell'amplificatore (inserimento del carico fittizio) allo scopo di poter valutare il livello delle onde stazionarie (VSWR) presenti nel circuito stesso. b) andamento delle onde stazionarie (VSWR) in funzione della frequenza nel circuito di uscita.

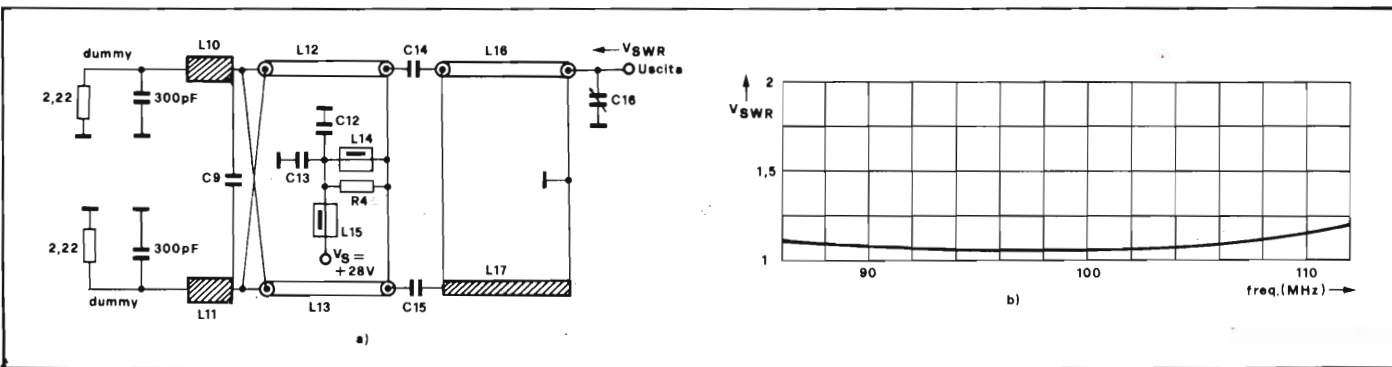
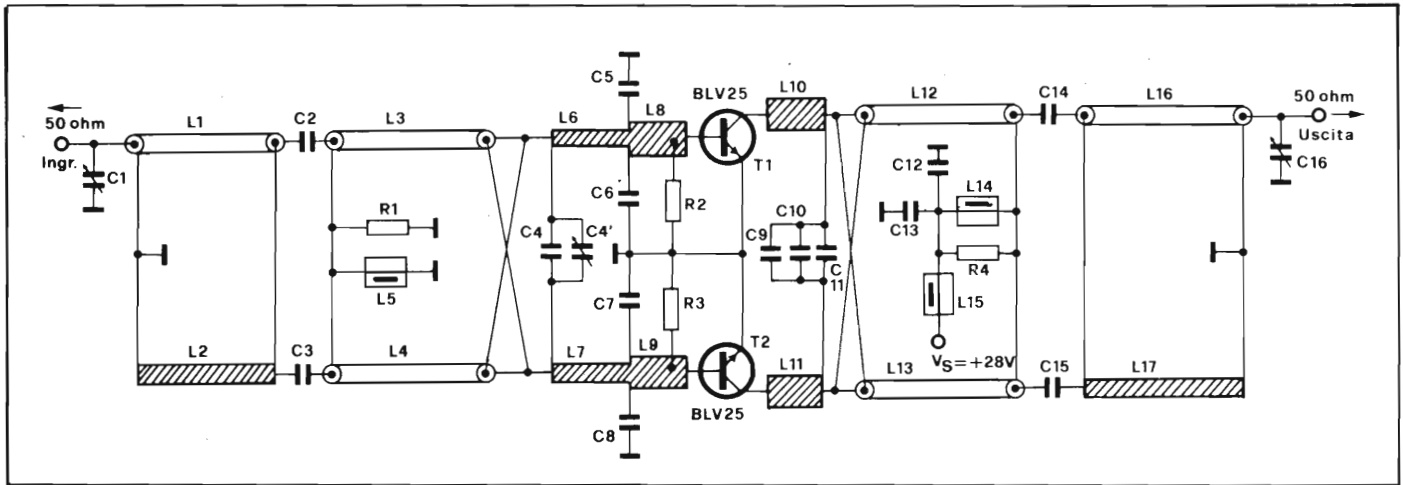



Fig. 3 - Schema dell'amplificatore FM di potenza con potenza di uscita di 300 W. I transistori BLV 25 lavorano in un circuito push-pull, classe B.

rico. Ciascun carico viene realizzato con un resistore da 2,22 Ω e un condensatore da 300 pF (*figura 2a*). Per ridurre l'induttanza parassita e mantenere nello stesso tempo la migliore simmetrizzazione del circuito, abbiamo impiegato più componenti collegati in parallelo; questi sono stati saldati su un contenitore SOT 119, "vuoto" e cioè sprovvisto di chip. Le riflessioni VSWR (ROS) in funzione della frequenza di lavoro sono state misurate sui terminali di uscita, e sono state ridotte al minimo riregolando i condensatori C16, C14, C15 e C9.

Nella *figura 2b* si possono vedere le perdite di ritorno; il ROS (o VSWR = rapporto onda stazionaria) si mantiene come si vede al disotto di 1,13.

La messa a punto del circuito d'ingresso viene effettuata con i transistori BLV 25 montati nel circuito e con la tensione di alimentazione e il carico collegati. L'allineamento di questa rete

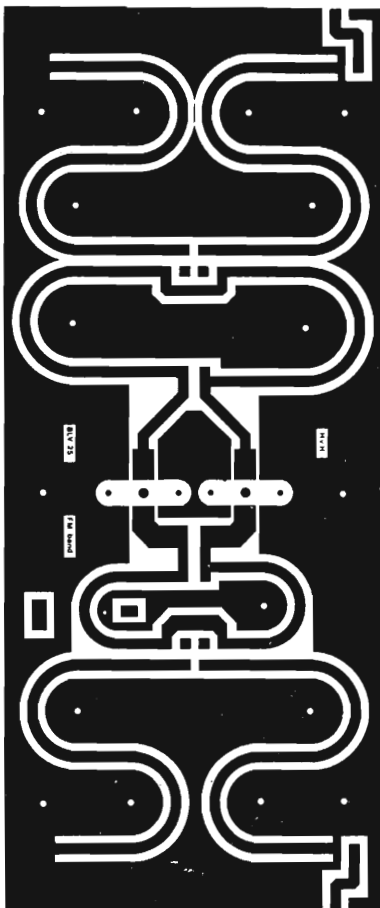



Fig. 4 - Configurazione del rame della piastra del circuito stampato sul quale viene realizzato l'amplificatore FM di potenza (scala 1:2).

Elenco componenti

R1	= 12,1 Ω, resistore metal film, MR 25 n.c. 2322 151 71219 (codice Philips)
R2-R3	= 4,99 Ω, metal film, MR 52, n.c. 2322 153 54998
R4-	= 12,1 Ω, metal film, MR 52, n.c. 2322 153 51219
C1-C3-C16	= 2-18 pF, trimmer con dielettrico a film, n.c. 2222 809 05003
C2-C3	= 200 pF, condensatore chip ATC 100B-201-K-Px-300
C4	= 300 pF, condensatore chip ATC 100B-301-K-Px-200
C5-C6-C7-C8	= 680 pF, condensatore chip in parallelo con un chip da 150 pF; ATC 100B-681-K-Px-50; ATC 100B-151-J-Px-300
C9	= 43 pF, condensatore chip ATC 100B-430-J-Px-500
C10	= 68 pF, condensatore chip ATC 100B-680-J-Px-500
C11	= 82 pF, condensatore chip ATC 100B-820-J-Px-500
C12	= 2k7, condensatore chip NPO, 1210, n.c. 2222 852 13272
C13	= 100 k, condensatore chip X7R, 1812 n.c. 2222 852 48104
C14-C15	= 100 pF, condensatore chip ATC 100B-101-J-Px-500
L1	= cavo coassiale semirigido da 50 Ω, d = 2,2, l = 144 mm; saldato su una stripline da 50 Ω, larghezza = 2,8 mm
L2	= stripline da 50 Ω, larghezza = 2,8 mm, lunghezza = 144 mm
L3-L4	= cavo coassiale semirigido da 25 Ω, diametro = 3,5 mm, lunghezza = 96 mm - saldato su stripline da 50 Ω, larghezza = 2,8 mm
L5	= choke r.f. in ferro cube 3 B n.c. 4312 020 36642
L6-L7	= stripline da 50 Ω, larghezza = 2,8 mm, lunghezza = 18,1 mm
L8-L9	= stripline da 30 Ω, larghezza = 6 mm, lunghezza = 4,8 mm
L10-L11	= stripline da 30 Ω, larghezza = 6 mm, lunghezza = 14,1 mm
L12-L13	= cavo coassiale semirigido da 25 Ω, diametro = 3,5 mm, lunghezza = 60,3 mm, saldato su stripline da 50 Ω, larghezza = 2,8 mm
L14-L15	= perline ferroxcube Philips 3 B n.c. 4312 020 31500 avvolte con 6 fili in parallelo
L16	= cavo coassiale semirigido da 50 Ω, diametro = 3,5, lunghezza = 139,6 mm; saldato su stripline da 50 Ω, larghezza = 2,8 mm
L17	= stripline da 50 Ω, larghezza = 2,8 mm, lunghezza = 139,6 mm
T1-T2	= BLV 25

d'ingresso si comincia facendo lavorare i transistori in classe A (con Ic = 1.7 A e V_{CE} = 25 V). Le riflessioni in funzione della frequenza vengono ridotte al minimo impiegando segnali di prova di piccola ampiezza. Eseguita questa messa a punto, vengono ristabilite le condizioni in modo che i transistori lavorino in classe B e forniscano una potenza di uscita di 300 W; ottenuta questa condizione, si ritocca l'allineamento dell'amplificatore completo. Le modifiche circuitali che si renderanno necessarie a questo punto, sono di piccola entità.

In *figura 3* è riportato il circuito definitivo di questo amplificatore; per bloccare l'eventuale instaurarsi di oscillazione parassite abbiamo dovuto aggiungere i resistori R2 e R3.

Il valore di induttanza di questi resistori è molto importante (vedere la lista dei componenti).

Contrariamente a quanto era emerso in sede di messa a punto del circuito di uscita mediante carico fittizio, abbiamo dovuto abbassare il valore della capacità di C9 allo scopo di migliorare il rendimento di collettore dell'amplificatore. Abbiamo inoltre dovuto inserire tre condensatori in parallelo a causa del carico di natura prevalentemente reattiva che si notava in quel punto.

Realizzazione pratica

L'amplificatore è realizzato su piastra di circuito stampato in fibra di vetro epossidica (ε_r = 4,5), avente uno

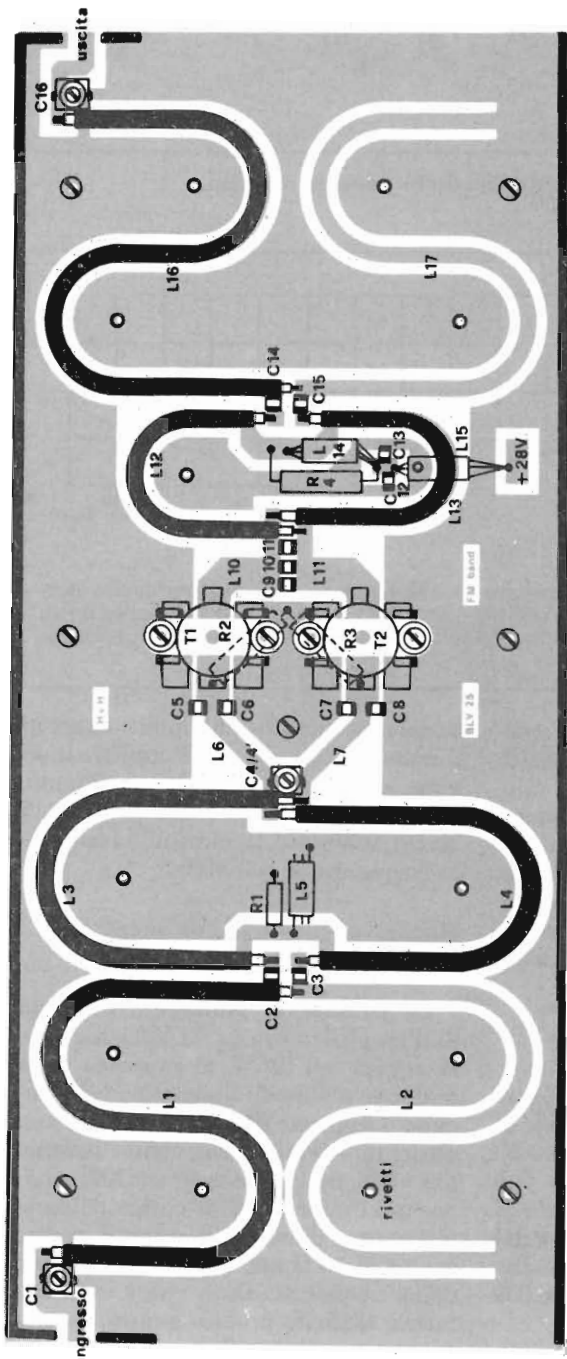



Fig. 5 - Come in figura 4 ma con i componenti montati.

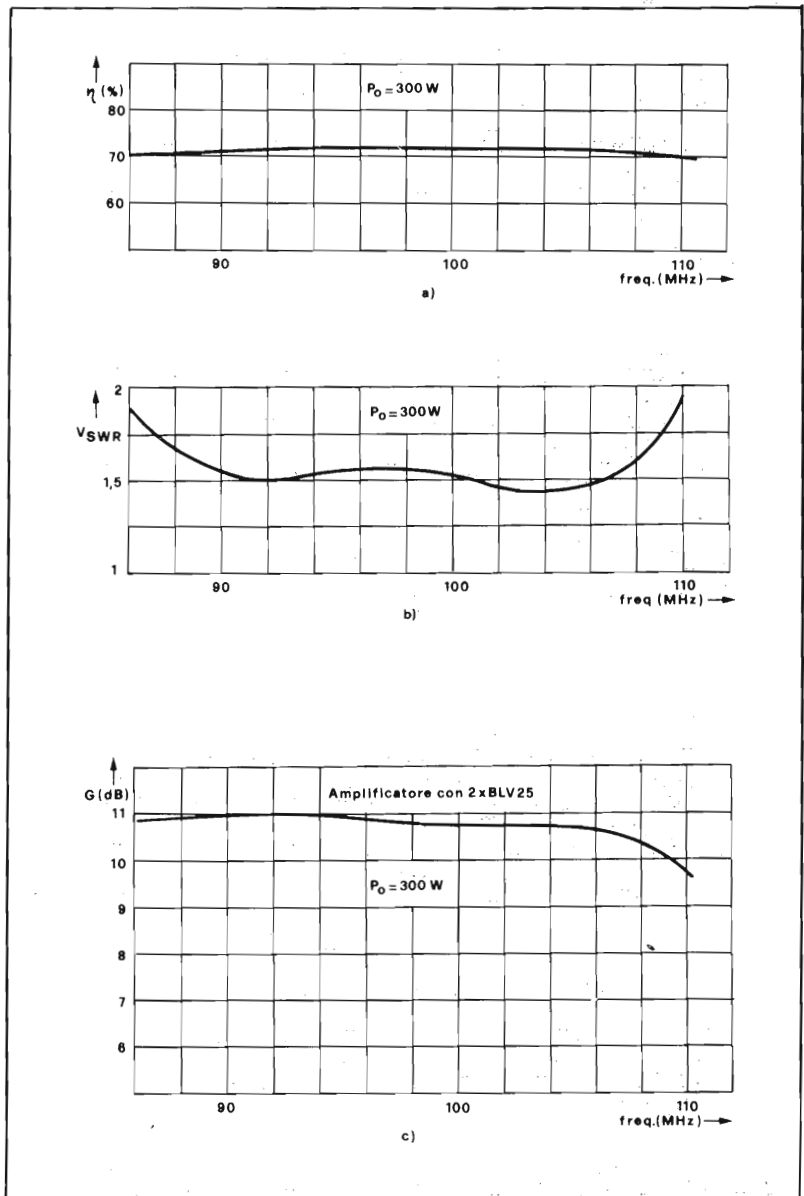



Fig. 6 - a) Andamento del rendimento di collettore, b) delle onde stazionarie (VSWR) di ingresso e c) del guadagno in funzione della frequenza.

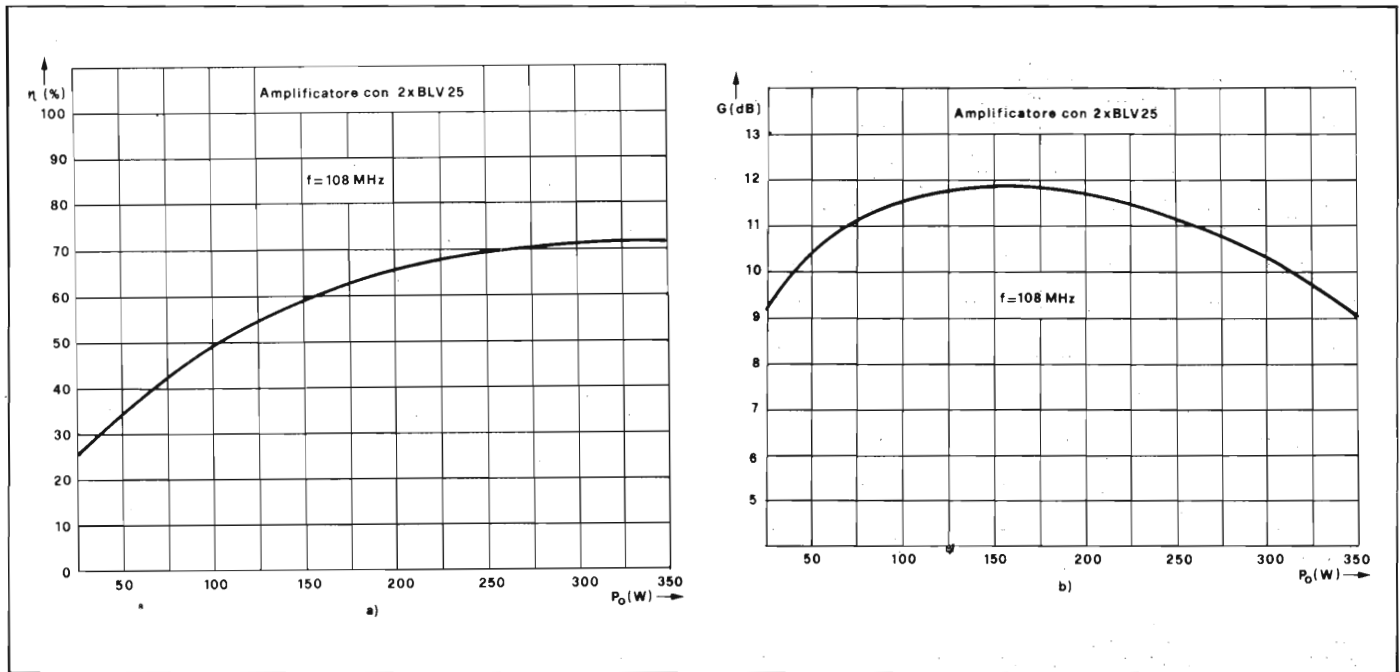



Fig. 7 - a) Rendimento in funzione della potenza d'uscita. b) guadagno in funzione della potenza d'uscita.

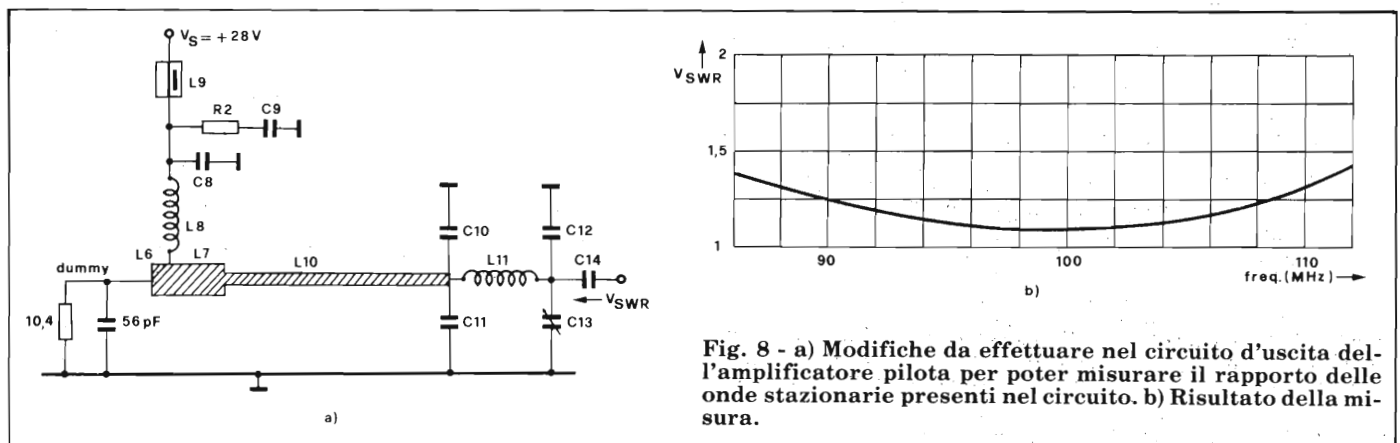



Fig. 8 - a) Modifiche da effettuare nel circuito d'uscita dell'amplificatore pilota per poter misurare il rapporto delle onde stazionarie presenti nel circuito. b) Risultato della misura.

spessore di 1/16 di pollice. La *figura 4* riporta la configurazione del rame della piastra, mentre la *figura 5* riporta la medesima con i componenti montati.

La piastra dello stampato è in doppio rivestimento di rame.

Per stabilire il miglior contatto tra la superficie superiore e inferiore del rame dello stampato sono stati effettuati dei fori passanti nei quali sono stati inseriti dei rivetti, saldati su entrambe le superfici di rame. Sempre per realizzare il miglior contatto tra i due laminati di rame, si è provveduto a saldare i loro bordi lungo tutto il perimetro della piastra. Nei punti in corrispondenza dei quali gli emettitori vengono messi a massa si è provveduto a stabilire adatti contatti con il laminato di rame inferiore dello stampato.

Il circuito stampato con i transistori montati viene fissato su una piastra di rame con spessore di 10 mm che funziona da dissipatore di calore. Questa piastra di rame viene a sua volta fissata mediante viti su un dissipatore di calore standard, raffreddato ad aria forzata. Con una temperatura ambiente di 25 °C, e se l'amplificatore lavora alla massima potenza di uscita ammessa, e cioè 300 W, la temperatura del dissipatore di calore si troverà sempre al disotto di 55 °C.

Prestazioni

Come già detto, l'amplificatore è stato messo a punto per essere in grado di fornire una potenza di uscita di 300 W. In *figura 6*, partendo dall'alto si può vedere l'andamento del rendimento di collettore e quelli del guadagno e del VSWR di ingresso in funzione della frequenza per una potenza di uscita di 300 W.

In *figura 7a* si può vedere l'andamento del rendimento dell'amplificatore in funzione della potenza d'uscita, e in *figura 7b* l'andamento del guadagno, sempre in funzione della potenza di uscita, misurate, in entrambi i casi, alla frequenza di 108 MHz.

Realizzazione dell'amplificatore-pilota con il BLW 86

La potenza di pilotaggio richiesta dall'amplificatore 2 x BLV 25 descritto si aggira sui 30 W. Il rapporto della tensione dell'onda stazionaria del circuito d'ingresso (VSWR) di questo amplificatore finale varia, come abbiamo già visto, nella *figura 6b* tra 1,45 e 1,7, per cui l'impedenza di carico dell'amplificatore pilota non avrà il valore esatto di 50 Ω ma varierà in funzione della frequenza. Dato che è estremamente difficile predire quanto questo fenomeno potrà influire sul funziona-

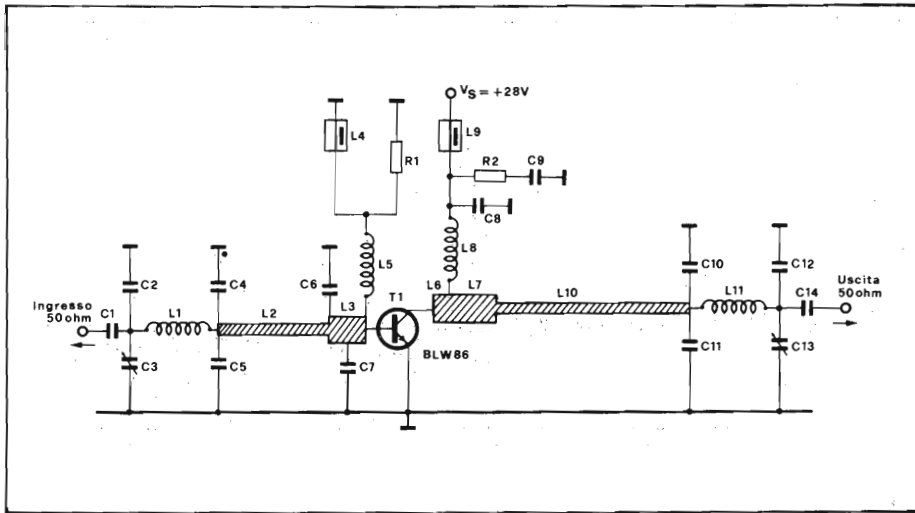



Fig. 9 - Schema dell'amplificatore pilota. Il transistore impiegato è un BLW 86 che lavora in classe B. La potenza d'uscita è 45 V.

Elenco componenti

R1	= 12,1 Ω, metal film, MR 25 n.c. 2322 151 71219
R2	= 10 Ω, metal film, MR 25, n.c. 2322 151 71009
C1-C8-C14	= 2k7 condensatore chip, NPO, 1210, n.c. 2222 852 13272
C2	= 33 pF chip ATC, 100 B-300-J-Px-500
C3-C13	= 2-18 pF, trimmer con film di dielettrico, n.c. 222 809 09003
C4-C5	= 120 pF chip ATC, 100B-121-J-Px-300
C6-C7	= 510 pF chip ATC 100B-511-M-Px-100
C9	= 100 nF, condensatore a film metallizzato, n.c. 2222 352 45104
C10-C11	= 30 pF, chip ATC 100B-300-J-Px-500
C12	= 18, pF chip ATC 100B-180-J-Px-500
L1	= 48 nH 4 spire di filo di rame smaltato, da 0,8 mm 0 interno = 3 mm, avvolte una vicino all'altra, lunghezza = 3,5, terminali 2 x 5 mm
L2	= 60,2 Ω, stripline larghezza = 2 mm, lunghezza = 27,2 mm
L3	= 30,1 Ω, stripline larghezza = 6 mm, lunghezza = 7,9 mm
L4-L9	= CHOKE Philips r.f. in ferroxcube E B, n.c. 4312 020 36640
L5	= 200 nH, 14 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm; e 0 interno = 3 mm; avvolte vicine l'una all'altra, lunghezza 9 mm
L6	= 30,1 Ω, stripline larghezza = 6 mm, lunghezza = 3 mm
L7	= 30,1 Ω, stripline larghezza = 6 mm, lunghezza = 11,8 mm
L8	= 27,9 nH, 4 spire di filo di rame smaltato da 1 mm, 0 intero = 4 mm lunghezza = 14,3 mm, terminali 2 x 5 mm
L10	= 60,2 Ω, stripline larghezza = 2 mm, lunghezza = 47 mm
L11	= 55 nH 4 spire di filo di rame smaltato da 1 mm; diametro interno = 4 mm, lunghezza = 5,5 mm; terminali 2 x 5 mm
T1	= BLW 86

Materiale della piastra del circuito stampato: fibra di vetro epossidica con spessore di 1,6 mm (ε = 4,5).

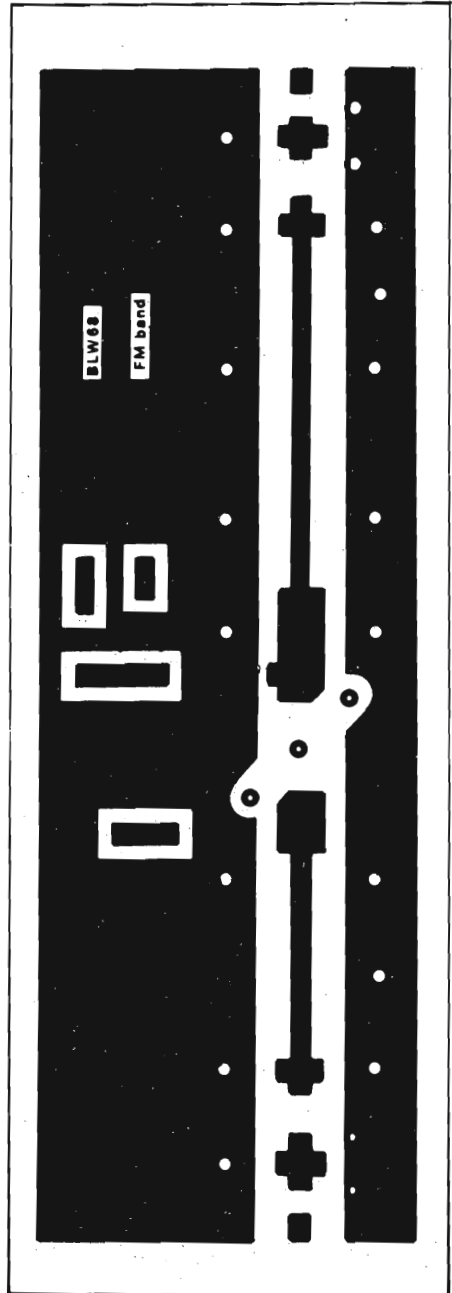



Fig. 10a - Circuito stampato dell'amplificatore pilota in scala 1:1. b) con i componenti montati (scala 1:1).

mento dell'amplificatore pilota, abbiamo creduto opportuno superare questo ostacolo aggiungendo un certo valore di potenza come riserva, per cui la potenza reale d'uscita dello stadio pilota ha assunto il valore di 45 W.

Il transistore impiegato è un BLW 86 lavorante in classe B.

La tabella 1 riporta le caratteristiche più significative del BLW 86 quando lavora in clase B nella banda di frequenze comprese tra 87,5 e 108 MHz, e fornisce una potenza di uscita di 45 W.

L'impedenza d'ingresso di questo amplificatore deve essere adattata all'impedenza della sorgente che è 50 Ω; solo se si realizza questo adattamento sarà possibile avere il migliore valore del ROS all'ingresso. L'impedenza di carico di 50 Ω dovrà essere, a sua volta, trasformata in quel valore ottimo di impedenza di carico specificato nella tabella 1. Quest'ultimo adattamento è stato realizzato in pratica ricorrendo alle tecniche dei filtri passa-basso L-C chebychev. (1)

Messa a punto

La messa a punto del circuito d'uscita dell'amplificatore pilota è stata effettuata seguendo la stessa prassi adottata nell'amplificatore di potenza (*figura 8a*). Il valore ottimo dell'impedenza di carico riportato nella tabella 1 ha suggerito di impiegare un carico fittizio formato da un resistore da 10 Ω con in parallelo una capacità da 91 pF. La messa a punto del circuito d'uscita con questi valori di carico fittizio ha permesso di ottenere un rendimento di collettore pari a circa il 60%.

Abbiamo però riscontrato per via sperimentale che, abbassando il valore della capacità di questo carico fittizio, e

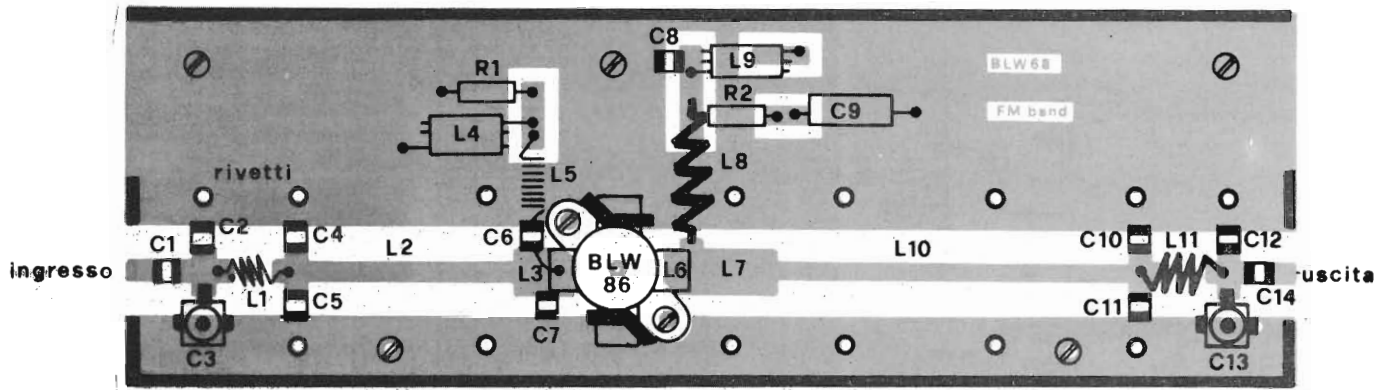



Fig. 10b - Disposizione dei componenti sul circuito stampato in figura 10a.

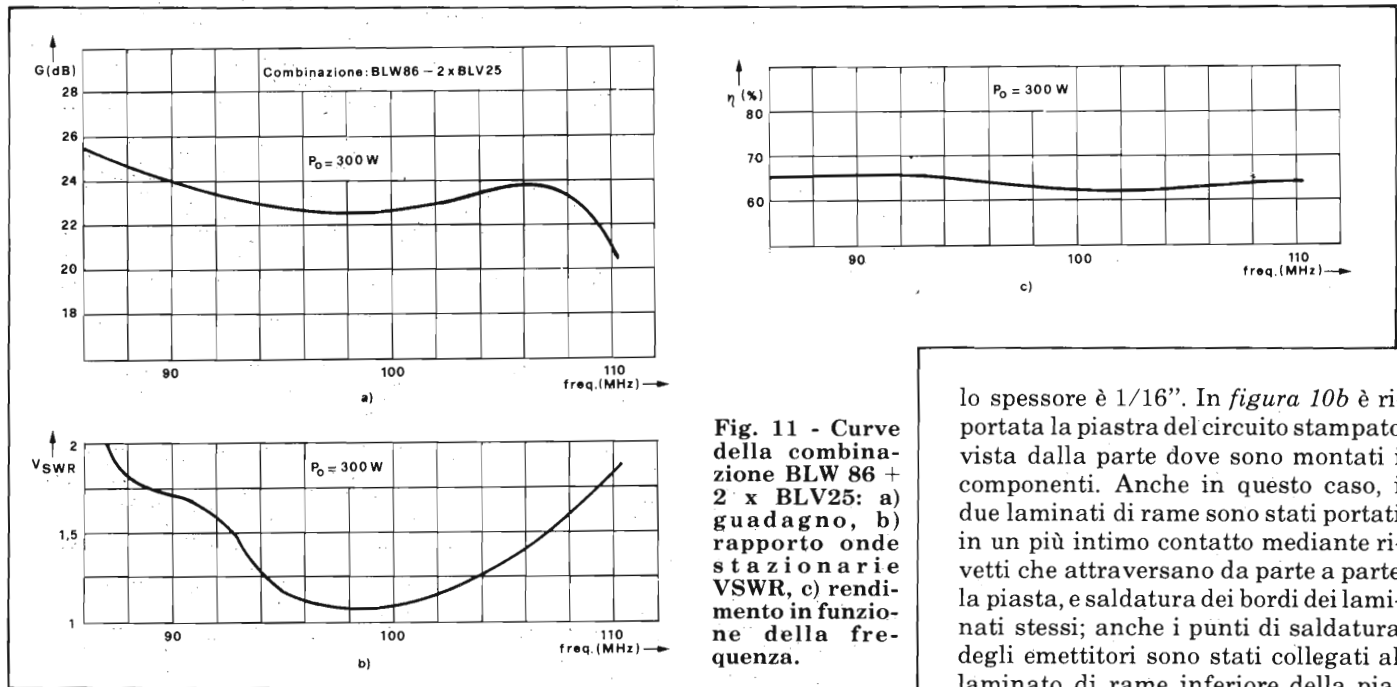



Fig. 11 - Curve della combinazione BLW 86 + 2 x BLV25: a) guadagno, b) rapporto onde stazionarie VSWR, c) rendimento in funzione della frequenza.

portandola a 56 pF, il rendimento di collettore aumentava di valore raggiungendo circa il 70%. La *figura 8b* riporta l'andamento del ROS ai terminali di uscita misurato quando al posto del transistore era stato inserito un carico fittizio formato da 10 Ω/56 pF (*figura 8a*).

La messa a punto del circuito d'ingresso è stata effettuata rimettendo il transistore BLW 96 al suo posto, e collegando la tensione di alimentazione e il carico normale. Anche in questo caso, la messa a punto iniziale è stata eseguita facendo lavorare il transistore in classe A. (I_C = 1A e V_{CE} = 25 V).

In questo modo si è potuto accertare il minimo ROS a bassi valori di segnale. Dopodichè, il transistore è stato riinserito e alimentato in modo, che lavorando in classe B, l'amplificatore potesse fornire una potenza d'uscita di 45 W. La *figura 9* riporta il circuito finale dell'amplificatore pilota. Si tenga presente il ruolo estremamente importante agli effetti della trasformazione d'impedenza, della bobinetta L8 che applica la tensione di alimentazione al collettore del transistore.

Anche questo amplificatore è stato realizzato su piastra di circuito stampato in resina di vetro epossidica con doppio rivestimento in rame (*figura 10a*). Il dielettrico della piastra è $\varepsilon = 4{,}5$; lo spessore è 1/16". In *figura 10b* è riportata la piastra del circuito stampato vista dalla parte dove sono montati i componenti. Anche in questo caso, i due laminati di rame sono stati portati in un più intimo contatto mediante rivetti che attraversano da parte a parte la piasta, e saldatura dei bordi dei laminati stessi; anche i punti di saldatura degli emettitori sono stati collegati al laminato di rame inferiore della piastra.

Prestazioni della combinazione pilota/amplificatore finale

Le *figure 11 a e b* indicano l'andamento del guadagno e del ROS di ingresso quando il pilota viene collegato all'amplificatore finale e quest'ultimo fornisce una potenza d'uscita di 300 W.

Il rendimento della suddetta combinazione è superiore al 63% (*figura 11b*). Non occorre alcuna messa a punto aggiuntiva.

La potenza di ingresso richiesta dalla suddetta combinazione, per avere all'uscita 300 W, è inferiore a 1,7 W. Nella tabella 2 sono riassunte le caratteristiche di questi due amplificatori in funzionamento singolo e combinato. ■

Bibliografia

(1) *H. G. van Hees* - Amplificatore a larga banda da 300 W per FM broadcasting (87,5 - 108 MHz). Report NCO 8202 - Nimega - Olanda.
(2) *G. L. Matthaci* - Tables of Chebychev impedance transforming networks of low pass filter form. Proc. of the IEEE, August 1964, pp. 939-963.

IMPORTANTE

A richiesta la redazione può fornire il circuito stampato della piastra di fig. 3 inviando l'importo di L. 17.000 + L. 2.000 spese di spedizione.

AZDEN PCS 300

(RTX portatile VHF 2 mt)

CARATTERISTICHE TECNICHE
Gamma di frequenza:
144 — 146 MHz
N. canali: 160
Potenza d'uscita:
0,5 — 3 Watt RFout
N. memorie: 8

Il ricetrasmettitore mod. AZDEN PCS 300 rappresenta un'avanguardia negli RTX portatili per 2 mt, infatti aggiunge alle normali caratteristiche di un apparato similare le seguenti specifiche:

- Visualizzatore a cristalli liquidi per il risparmio della carica delle batterie.
- Misuratore di potenza d'uscita a cristalli liquidi.
- Misuratore dell'intensità del segnale ricevuto a cristalli liquidi.
- Indicatore della memoria, eventualmente in funzione.
- Lampadina per il visualizzatore a cristalli liquidi temporizzata, al fine di ottenere un risparmio sulle batterie ricaricabili.
- Scanner automatico per canale libero oppure occupato.
- Possibilità di accesso ai ponti + 600 KHz.
- Manuale istruzioni in italiano corredato di schemi elettrici.
- Canalizzazione a passi di 12,5 KHz.

Completo di antenna in gomma, batterie ricaricabili NI-CD, base in plastica appoggio e caricabatterie.

CTE INTERNATIONAL® srl

42011 BAGNOLO IN PIANO (R.E.) - ITALY - Via Valli, 16

Tel. (0522) 61623/24/25/26 (ric. aut.) TELEX 530156 CTE I

Nome ____________________
Cognome ____________________
Via ____________________
Cap ________ Città ____________________

Per ricevere il nostro catalogo inviare il tagliando al nostro indirizzo allegando L. 300 in francobolli.

SE

AUDIO

GENERATORE SWEEP DI BASSA FREQUENZA

di Edardo Botti - I parte

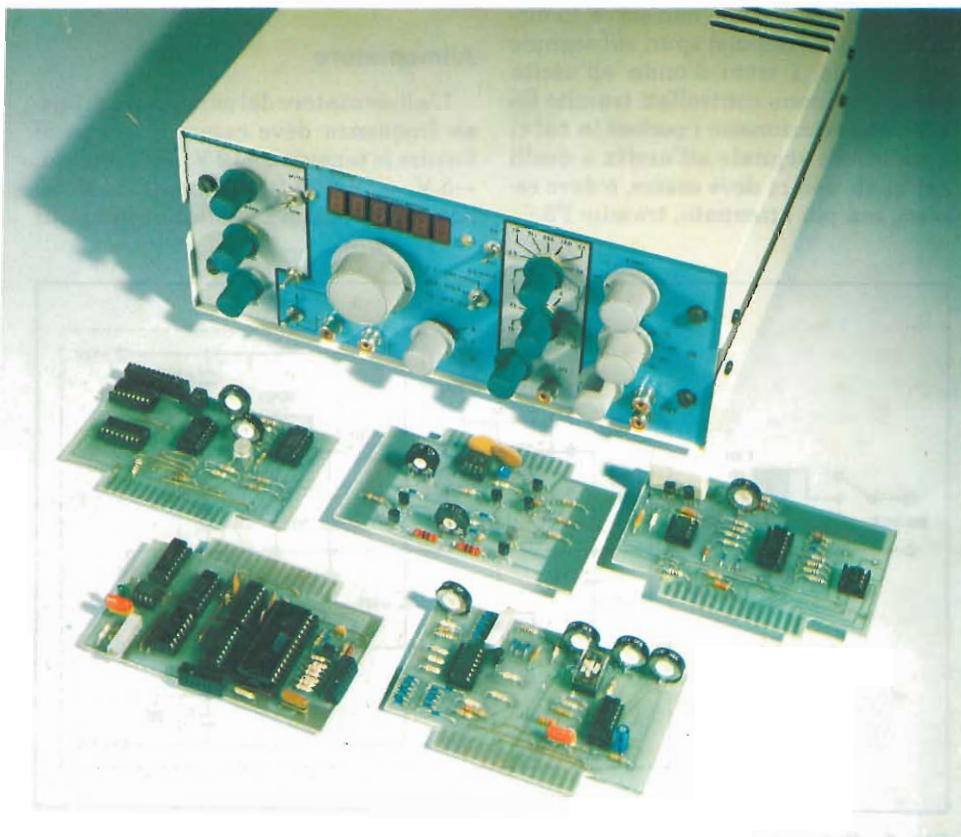
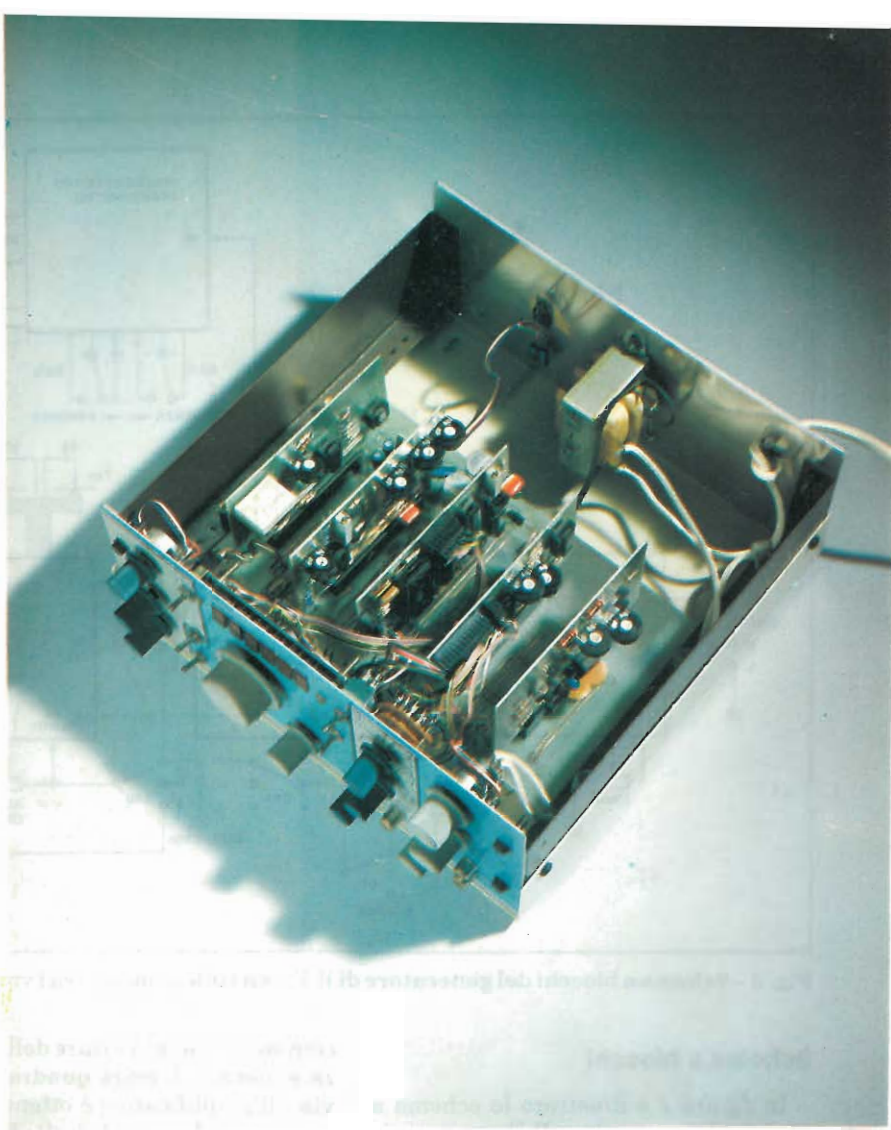
Questo articolo descrive la realizzazione di un generatore di B.F. dalle caratteristiche piuttosto particolari, prima fra tutte lo spazzolamento delle frequenze da 20 a 20.000 Hz in una sola gamma. L'articolo si sviluppa in tre parti, delle quali le prime due trattano il generatore vero e proprio e la terza è dedicata alla descrizione del frequenzimetro/periodimetro a sei cifre aggregabile.

Per chi lavora su circuiti a bassa frequenza, il generatore di segnali è senza dubbio uno degli strumenti più utili. Esso deve essere in grado di fornire segnali sinusoidali. È questo un tipo di segnale molto importante nello studio dei circuiti B.F., perchè rimane in forma inalterata passando attraverso un circuito lineare, anche se tale circuito non ha una risposta in frequenza piatta. Questo perchè un segnale sinusoidale contiene solo la frequenza fondamentale Fo, mentre le altre forme d'onda, come la quadra e la triangolare, contengono le armoniche. Ciò vuol dire che, oltre alla frequenza Fo (fondamentale) avremo la 2.Fo, 3.Fo, 4.Fo ecc. Essi, passando attraverso un circuito con risposta in frequenza non piatta, vengono deformati, in quanto le armoniche possono venire amplificate di un fattore diverso di quello della fondamentale, per cui questi segnali non sono in grado di dare una valutazione precisa del guadagno dello stadio sotto test alla frequenza Fo, come è invece facile fare con forme d'onda sinusoidali. Purtroppo quest'ultimo tipo di segnale è il più difficile da generare. Esistono essenzialmente due modi di approccio ai circuiti generatori sinusoidali:

1) a rete R-C o R-L-C (tipica quella a ponte di Wien)
2) mediante elaborazione elettronica (sintetizzazione) di un segnale più semplice da ottenere quale il triangolare.

Il primo tipo di circuito offre, rispetto al secondo, il solo vantaggio di poter ottenere forme d'onda d'uscita molto più pure, cioè prive di distorsione e quindi di frequenze armoniche. Per il resto il secondo tipo di approccio è molto più conveniente per la costanza della tensione d'uscita al variare della frequenza e per la facilità con la quale i relativi dispositivi possono essere comandati in tensione. Per questo motivo ho scelto il secondo tipo di circuito, anche perchè esistono in commercio integrati che sviluppano questa funzione, che sarebbe altrimenti abbastanza complessa da ottenere con componenti discreti. L'obiettivo che mi sono prefisso nella realizzazione di questo generatore è stato quello di una estrema comodità di utilizzazione, senza abbondare in accessori che spesso si rivelano inutili. Le caratteristiche principali sono elencate in *tabella 1*. Le frequenze ottenibili vanno da 0,2 Hz a 200 kHz in solo due gamme: una tra 0,2 e 200 Hz e l'altra da 200 a 200.000 Hz. Una terza gam-

Tabella 1 - Caratteristiche principali del generatore B.F.

forme d'onda	sinusoidale, triangolare, quadra
gamma di frequenze	0,2 ÷ 200.000 Hz in 2 gamme più una gamma 20 ÷ 20.000 Hz
risposta in frequenza sinusoidale	Hz entro 0,2 dB
massima tensione d'uscita	20 Vpp
caratteristiche partic.	generatori di sweep e burst

ma, in genere la più utilizzata per i normali scopi, va da 20 a 20.000 Hz, coprendo tutto lo spettro di frequenze udibili. Le forme d'onda possibili in uscita sono tre: sinusoidale, triangolare, quadra. La massima tensione d'uscita, 20 Vpp, sembra elevata ma in effetti è utile in molte occasioni.

Un attenuatore d'uscita a passi di 10 dB provvede a parzializzare il segnale assieme ad un potenziometro che agisce con continuità sul livello d'uscita. Questo generatore ha la possibilità di sweeppare (spazzolare automaticamente) in frequenza tutta la gamma (es. da 20 a 20.000 Hz) o frazioni di questa. Altro dispositivo è un generatore di burst (cioè di treni di segnale alternati a periodi di assenza), utile in varie applicazioni che vedremo. Tramite un potenziometro che controlla la tensione di offset in uscita, è possibile anche ottenere segnali di livello TTL e CMOS. Ho prelevato inoltre un'altra uscita a livello TTL che può generare impulsi con Ton e Toff variabile a piacere entro multipli della frequenza dell'oscillatore principale.

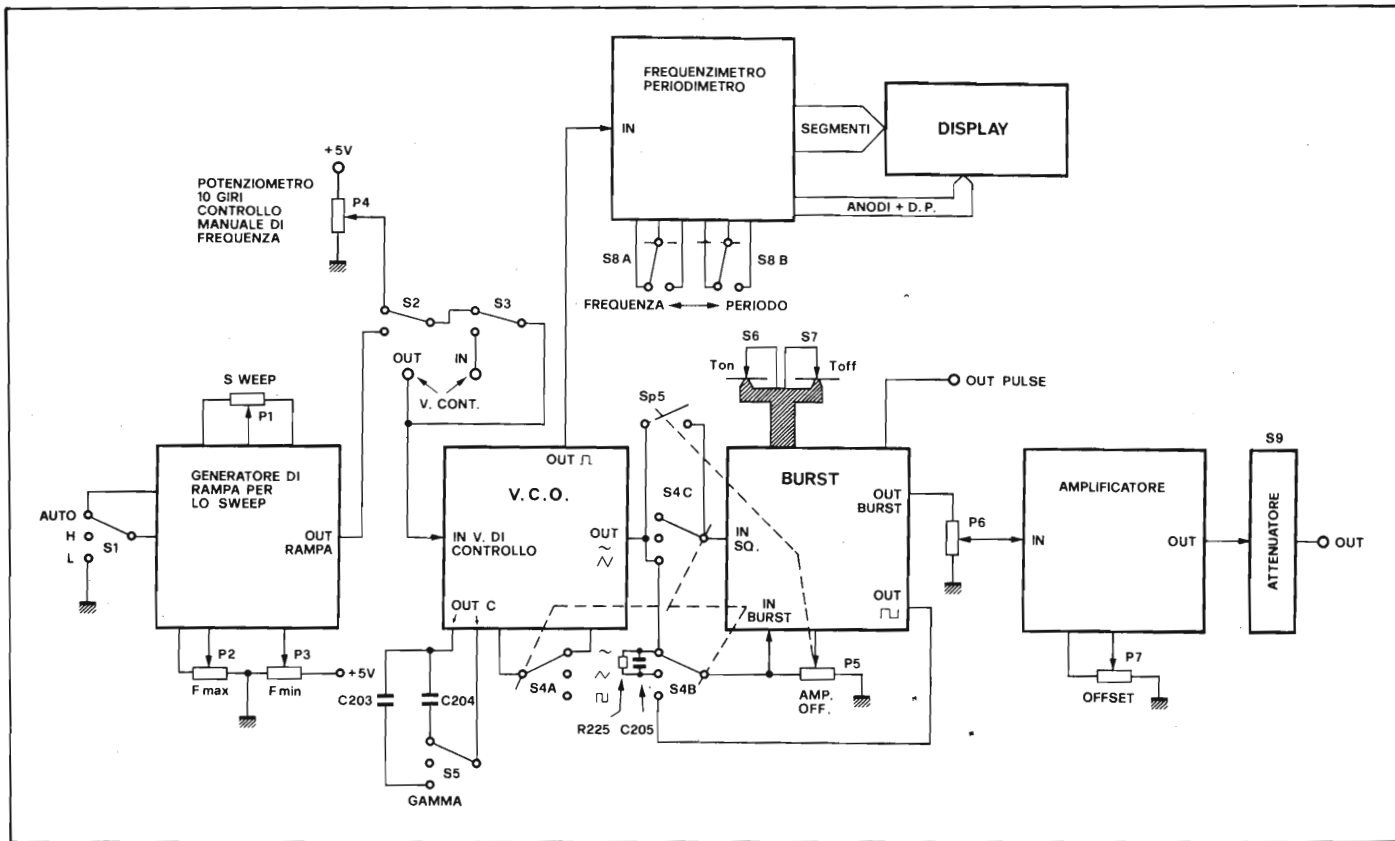



Fig. 1 - Schema a blocchi del generatore di B.F. con collegamenti tra i vari blocchi.

Schema a blocchi

In *figura 1* è illustrato lo schema a blocchi del generatore B.F., necessario per avere ben chiara l'idea di come si sviluppa il circuito. Nello schema sono trascurate le alimentazioni. Il blocco centrale è il V.C.O., oscillatore controllato in tensione, che, con una tensione d'ingresso compresa tra 0 e 5V, fornisce una frequenza d'oscillazione di circa 1:1.000, cioè o da 20 a 20.000 Hz o da 0,2 a 200 Hz o da 200 a 200.000 Hz a seconda della posizione di S5. Con S3 si può scegliere il controllo interno della frequenza o quello proveniente da una tensione esterna. Tramite il commutatore S2 si sceglie il funzionamento manuale tramite il potenziometro a 10 giri P4 o lo spazzolamento automatico tramite il segnale proveniente dal generatore di rampa. Tramite P1 si può variare la frequenza di spazzolamento, con P3 si imposta la frequenza minima dalla quale parte lo sweep e quindi tramite P2 si sceglie il valore massimo al quale lo sweep deve arrivare. Il frequenzimetro digitale preleva il segnale dall'uscita di onda quadra del V.C.O. ed è in grado di leggere, oltre alla frequenza, anche il periodo. Quest'ultima misura è utile per le frequenze al di sotto dei 30 Hz. Il display a sei cifre evita di cambiare gamma (automaticamente o con commutatore) al variare della frequenza generata. L'onda quadra che si invia all'amplificatore è ottenuta dal generatore di burst, e tramite S4 e Sp5 la si interrompe quando non serve, in modo da evitare impulsi spuri sul segnale sinusoidale. I treni d'onda all'uscita (burst) vengono controllati tramite S6 e S7, che selezionano i periodi in cui ci deve essere segnale all'uscita e quelli nei quali non ci deve essere, o deve esserci, ma più attenuato, tramite P5.

Seguono poi il potenziometro di livello P6, l'amplificatore ad elevato slew-rate con il controllo di offset e l'attenuatore di uscita S9.

Alimentatore

L'alimentatore del generatore di bassa frequenza deve essere in grado di fornire le tensioni: +12 V, +5 V; massa, —5 V, —12 V, tutte ottimamente stabilizzate. Si usano i regolatori integrati

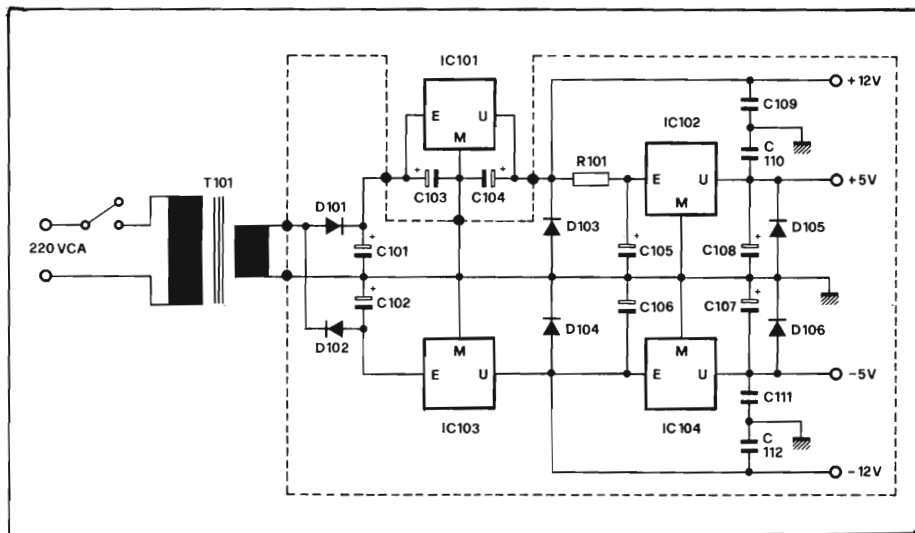



Fig. 2 - Schema elettrico dell'alimentatore.

della serie 79XX—78XX. Lo schema del circuito è illustrato in *figura 2.* Dal trasformatore T1, da 15 V —1 A, ottengo le tensioni ±21 V tramite i diodi D 101 — D 102 che raddrizzano alternativamente le semionde positive e quelle negative.

Ic 101, dovendo alimentare anche il frequenzimetro, deve essere opportunamente raffreddato. A tale scopo è bene collegarlo termicamente (isolandolo elettricamente tramite una piastrina di mica e la relativa rondella) al pannello metallico posteriore del contenitore per far in modo da evitare un'indesiderata fonte di calore interna che contribuirebbe a far shiftare la sequenza di oscillazione del V.C.O. a causa della deriva termica. I condensatori C 103 e C 104 vanno fissati direttamente ai terminali di Ic 101 per evitare oscillazioni paras-

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 1.

P1	= 10 kΩ pot. lin. min.
P2	= 220 kΩ pot. lin. min.
P3	= 1 kΩ pot. lin. min.
P4	= 10÷50 kΩ pot. a 10 giri
P5+Sp5	= 22 kΩ con interuttore
P6	= 22 kΩ pot. lin. min.
P7	= 22 kΩ pot. lin. min.
C203	= 22 k pF polyester
C204	= 2,5 μF polyester
C205	= 27 pF
R225	= 18 kΩ
S1	= deviatore a levetta con scatto centrale
S2	= deviatore a levetta
S3	= deviatore a levetta
S4	= commut. 3 posiz. - 4 vie
S5	= deviatore a levetta con scatto centrale
S6	= commut. 12 posiz. - 1 via
S7	= commut. 12 posiz. - 1 via
S8	= deviatore doppio a levetta
S9	= comm. 6 posiz. - 2 vie.

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 2.

R 101	= 120 Ω - 1/2 W
C 101	= 1.000 μF - 25 V
C 102	= 1.000 μF - 25 V
C 103	= 1 μF - 25 V
C 104	= 1 μF - 25 V
C 105	= 1 μF - 25 V
C 106	= 1 μF - 25 V
C 107	= 1 μF - 25 V
C 108	= 1 μF - 25 V
C 109	= 100 kpF
C 110	= 100 kpF
C 111	= 100 kpF
C 112	= 100 kpF
D 101	= 3A - 50 V
D 102	= 1A - 50 V
D 103	= 1N 4148
D 104	= 1N 4148
D 105	= 1N 4148
D 106	= 1N 4148
Ic 101	= 7812
Ic 102	= 7805
Ic 103	= 7912
Ic 104	= 7905
T 101	= 12 V - 1A.

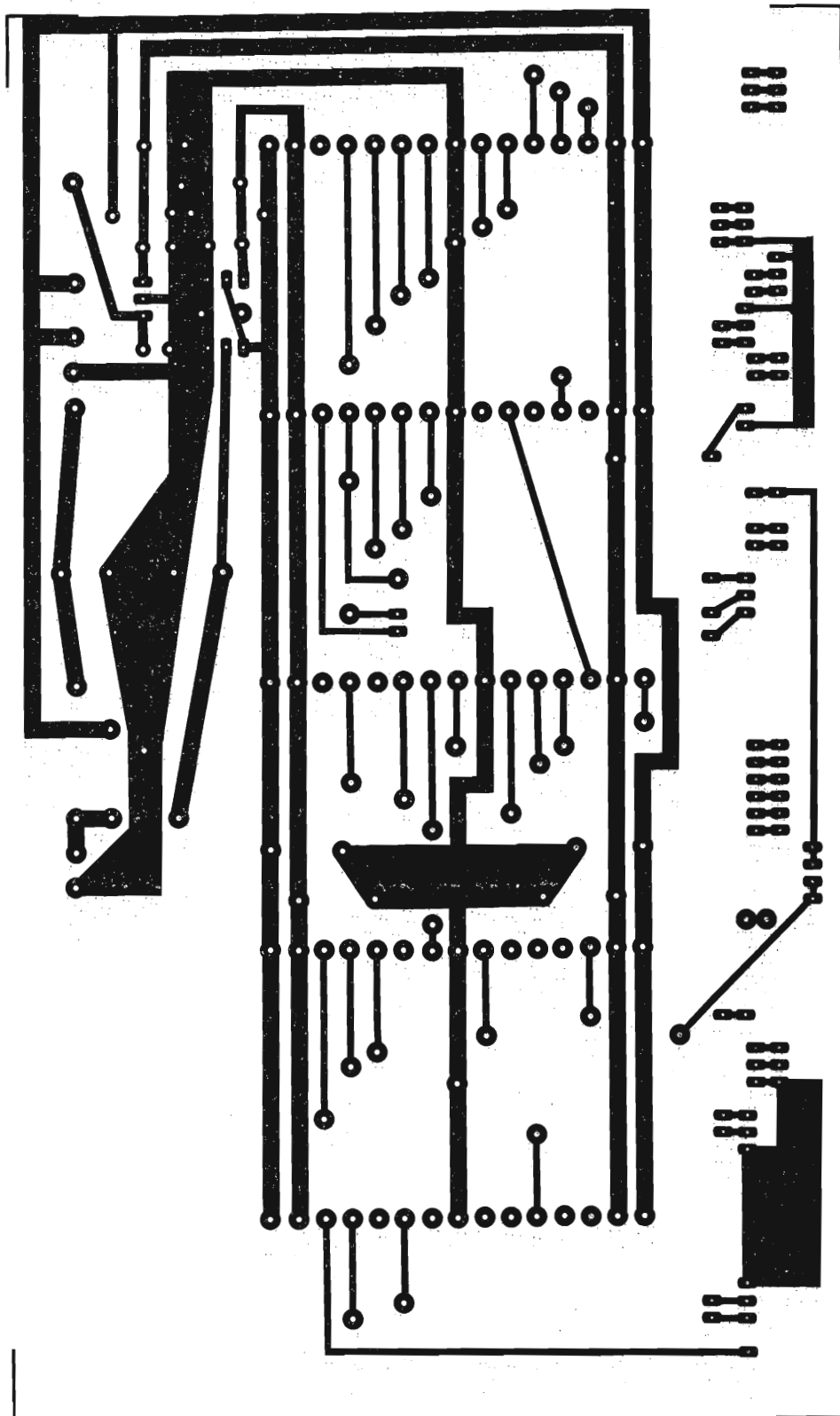



Fig. 3 - Circuito stampato della piastra madre e dell'alimentatore. ▶

site. Il resistore R 101 limita la dissipazione del regolatore Ic 102 da cui esce la tensione di + 5V. Da questa dipende in maniera piuttosto critica la frequenza di oscillazione del V.C.O.

Circuito stampato dell'alimentatore e collaudo

L'alimentatore, tranne Ic 101, C 103, C 104 e il tasformatore, è montato sulla piastra madre, alla quale sono collegati anche i sei connettori a pettine da 15 poli per le varie schede del generatore di B.F.. Su tale piastra sono collegati anche C 203 e C 204, che determinano le frequenze di oscillazione delle gamme 20 - 20.000 Hz e 0,2 - 200 Hz. Le connessioni ai molti controlli presenti sul pannello frontale (potenziometri, interruttori, commutatori) sono portati, tramite ponticelli in rame, sul lato più vicino in modo da rendere il montaggio ordinato, senza tanti fili svolazzanti che potrebbero indurre distorsioni nelle forme d'onda a causa di accoppiamenti capacitivi parassiti. I ponticelli in filo, qui come in tutte le altre schede, sono sostituibili da piste in rame, nel caso si voglia utilizzare circuiti stampati a doppia faccia. Una volta costruita la piastra madre si saldano tutti i componenti compreso Ic 101 e il trasformatore, mentre tutti i potenziometri e i commutatori verranno collegati man mano che si realizzano le varie schede. Si alimenta il circuito collegando 220 Vca al primario del trasformatore. Con un voltmetro si controllerà che siano presenti le tensioni +12, +5, —12 e —5 V rilevate alle quattro linguette laterali (due per lato) di ciascun connettore rispetto alla massa collegata al terminale centrale degli stessi. L'alimentazione del connettore relativo al frequenzimetro digitale (0 e +12 V) è prelevato direttamente da due punti vicino alla sorgente di tensione, in modo che la corrente (relativamente elevata) assorbita da questo stadio, non determini, sulle piste che collegano le alimentazioni ai vari stadi, cadute di tensione che potrebbero indurre rumore di fondo nei vari stadi, e quindi all'uscita del generatore.

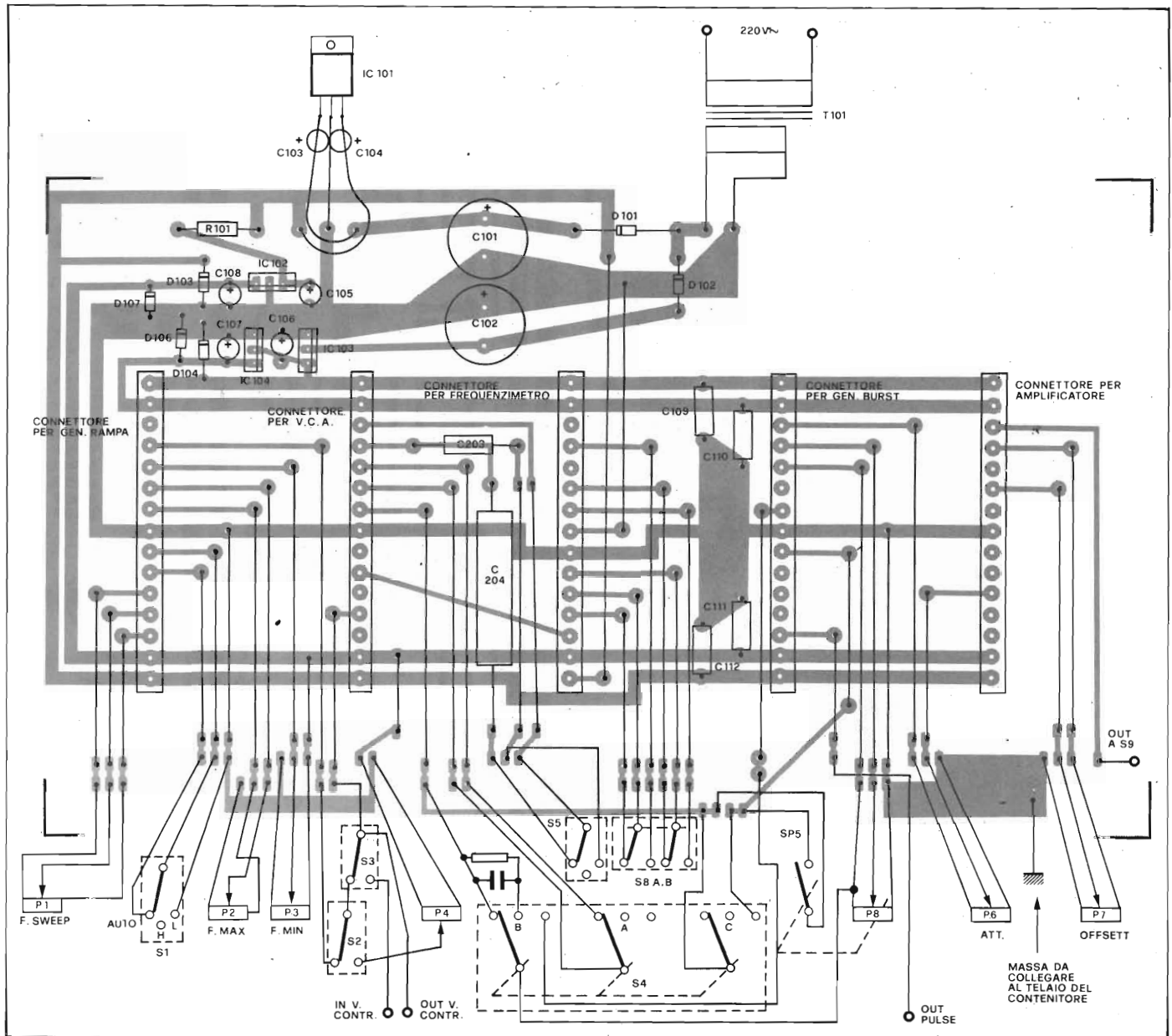



Fig. 4 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato di fig. 3 e collegamenti esterni.

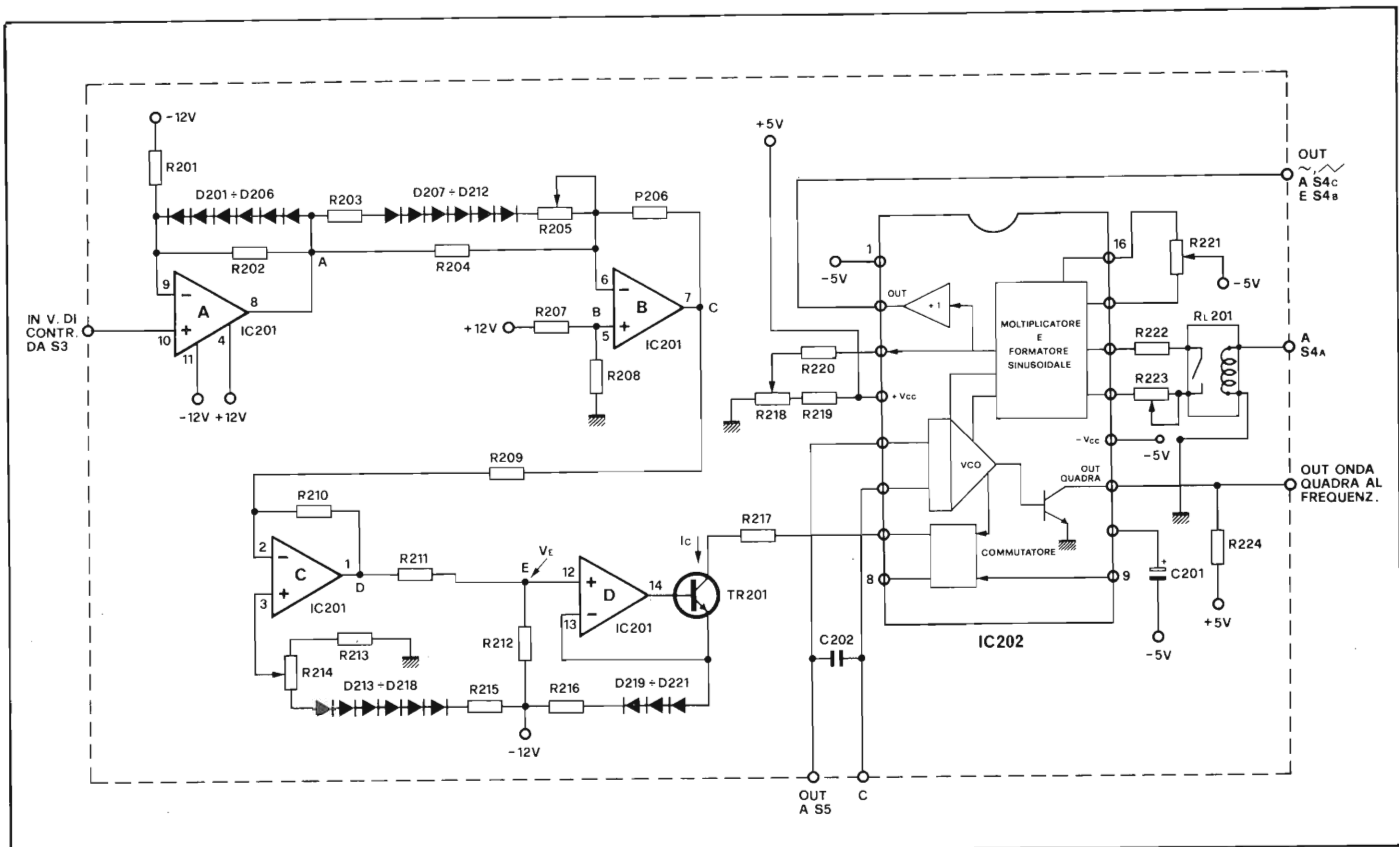



Fig. 5 - Circuito elettrico del VCO.

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 5.

R 201	= 2,2 MΩ
R 202	= 270 kΩ
R 203	= 1.200 Ω
R 204	= 68 kΩ
R 205	= 4,7 Ω trim.
R 206	= 22 kΩ
R 207	= 6,8 kΩ
R 208	= 1,5 kΩ
R 209	= 22 kΩ
R 210	= 22 kΩ
R 211	= 3,9 kΩ
R 212	= 8,2 kΩ
R 213	= 1 kΩ
R 214	= 1 kΩ trim. mult.
R 215	= 1 kΩ
R 216	= 3,3 kΩ
R 217	= 120 Ω
R 218	= 470 Ω trim.
R 219	= 3,3 kΩ
R 220	= 10 kΩ
R 221	= 22 kΩ trim.
R 222	= 100 Ω
R 223	= 220 Ω trim.
C 201	= 1 μF - 12 V
C 202	= 2.200 pF
D 201 D 221	= 1N 4148
Ic 201	= μA 3403 (Fairchild)
Ic 202	= XR 2206 (Exar)
RL 201	= Relè ultraminiat. 12 V
TR 201	= BC 237.

V.C.O.

Il V.C.O. (oscillatore controllato in tensione), è il cuore di tutto il circuito. I dati di progetto sono i seguenti; tensione di controllo: 0 — 5 V; sweep in frequenza: 1÷1.000. Questo vuol dire che, passando da 0 a 5 V con la tensione d'ingresso, la frequenza varierà, per esempio, da 20 a 20.000 Hz, senza commutazione di gamma intermedia. Lo spazzolamento in frequenza deve essere logaritmico, cioè su un diagramma V_{in}/F_{out} si ha una retta se le frequenze sono in scala logaritmica (vedi *figura 6*).

Circuito elettrico

In *figura 5* è illustrato lo schema del V.C.O. Si utilizza l'integrato XR 2206, reperibile presso la G.B.C. sotto la sigla YI/6870-00. Questo circuito integrato dispone di uscita a onda sinusoidale o triangolare (pin 2) e un'uscita ad onda quadra. Alcune possibilità di questo integrato, come le modulazioni AM, FSK, PSK non vengono sfruttate per non complicare troppo il circuito. La frequenza di oscillazione di questo integrato è inversamente proporzionale al valore della capacità presente tra il pin 5 e il pin 6 e direttamente proporzionale alla corrente entrante nel piedino 7. Per ottenere uno spazzolamento in frequenza 1:1.000, occorre una corrente che vada da un certo valore minimo ad un altro valore che è 1.000 volte più elevato di questo. Poichè la corrente in ingresso nel pin 7 deve essere minore di 3 mA, si può pensare di pilotare Ic 202 con un generatore in grado di fornire una corrente compresa tra circa 1,5 mA e 1,5/1.000 = 1,5 μA. Questo può essere formato semplicemente da un potenziometo connesso tra tale ingresso e la tensione di alimentazione negativa, ma in questo caso non si potrebbe comandare il circuito tramite una tensione. Occorre quindi un generatore di corrente comandato da una tensione che è formato, come spesso si fa, da un operazionale (Ic 201 D) ed un transistor (TR 201) connessi nel modo illustrato. Dal collettore del transistor esce la corrente voluta, che è data da Ic = Ve/Re, dove Ic è la corrente di uscita, Ve è la tensione del punto E (ingresso di Ic 201D) e Re è la tensione equivalente tra l'emettitore di Tr 201 e —12 V. Poichè la tensione Ve non può avere un rapporto tra il massimo e il minimo pari a 1.000 a causa del limite superiore imposto dalla tensone del pin 7 e inferiore imposto dalla tensione minima di uscita dell'operazionale, occorre fare in modo che Re aumenti al diminuire della corrente

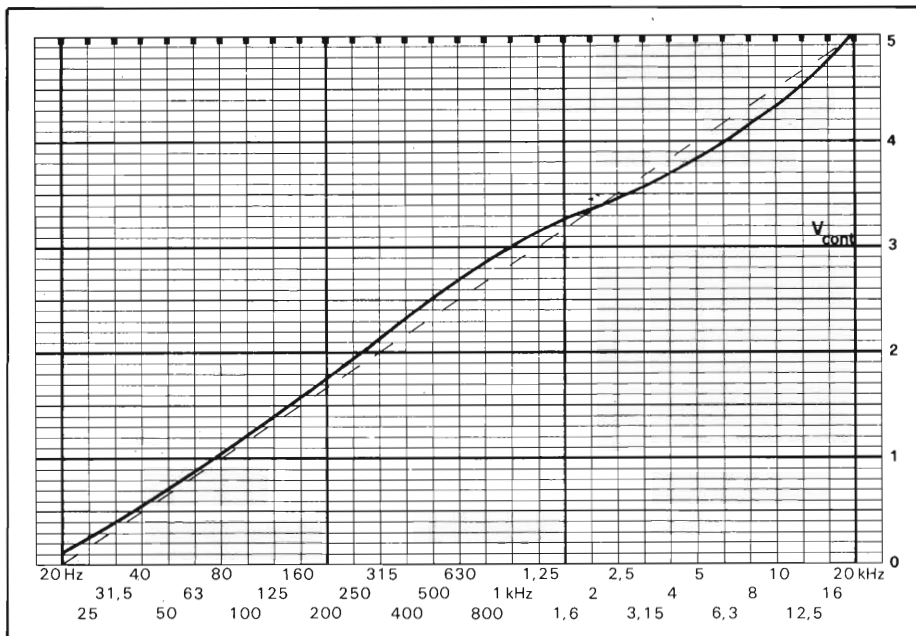



Fig. 6 - Diagramma della frequenza di uscita in funzione della tensione di controllo del VCO; la linea tratteggiata = andamento logaritmico ideale: linea continua = andamento tipico.

in modo che il rapporto tra il valore massimo e il minimo di Ic sia pari a 1.000 anche se il rapporto tra Vemin e Vemax è minore. Per fare ciò ho utilizzato dei diodi. Infatti il diodo si comporta come una resistenza dal valore variabile in funzione della corrente che scorre nello stesso. Essendo Req = V/I, dalla *figura 7*, dove è indicata la caratteristica tipica V/I di un diodo, vedo che all'aumentare della corrente il rapporto V/I diminuisce, e quindi diminuisce la resistenza equivalente, il cui valore è anche proporzionale alla pendenza della retta che passa tra l'origine degli assi e il punto considerato della caratteristica del diodo. Più la retta tende a essere verticale, più la resistenza equivalente è di valore basso.

Fig. 8 - Circuito stampato del V.C.O. in scala 1:1.

Fig. 7 - Caratteristica V/I tipica di un diodo e sua resistenza equivalente a I1 e I2.

Con il circuito di *figura 5* si riesce ad ottenere una corrente Ic che va da circa 1,5 μA a 1,5 mA con una tensione Ve che va da —11,4 a —4,9 V. Ritornando all'XR 2206, vediamo ora la funzione degli altri componenti di contorno dell'integrato. R221 e R223 devono essere regolati per la minima distorsione dell'onda sinusoidale. R 218 va tarato in modo tale da dare luogo ad una componente continua all'uscita dell'integrato (pin 2) nulla. R 220 stabilisce il livello della tensione alternata di uscita, e, salvo tolleranza dei componenti, con il valore di 3.300 Ω si ottiene (per l'onda sinusoidale) una tensione pari a 2 Vpp.

L'onda triangolare è ottenuta commutando S4A, che diseccita il relais RL 201 scollegando in questo modo R 222 a R 223. L'ampiezza dell'onda triangolare presente sul pin 2 è però di circa 4 Vpp, e necessita di un partitore per essere portata a 2 Vpp. Esso è formato da R225 e dalla resistenza che essa vede verso massa, pari a circa il parallelo dei potenziometri P5 e P6. C205 compensa l'attenuazione, che sarebbe eccessiva alle alte frequenze a causa della capacità parassita d'ingresso degli stadi che seguono. R225 e C205 si trovano nello schema di *figura 2* e vanno collegati direttamentente al commutatore S4B. Volendo, è possibile non utilizzare il relais, e realizzare il contatto tra R 222 e R 223 direttamente tramite S4D. Ho però notato che questo collegamento, che è relativamente lungo, può causare un aumento della distorsione del segnale sinusoidale ad elevate frequenze.

Occorre ora un circuito che converte una tensione che va da 0 a 5 V in quella necessaria a pilotare il generatore di corrente del V.C.O. Questo si realizza con Ic 201 A, B, C. L'andamento di tale tensione deve essere tale che la relazione Vin/fout sia quella indicata in *figura 6*. La tensione di controllo entra prima nell'IC 201 A, che fa da buffer e quindi passa nell'Ic 202B. La differenza di tensione pari a 1 V tra l'ingresso negativo e l'uscita di Ic 202A, fa in modo che lo stadio agisca linearmente sul segnale da circa 0 V a 2 V d'ingresso.

Per tensioni superiori, i sei diodi D 207 D 212 cominciano a condurre facendo amplificare di più tale operazio

nale, tanto più quanto più è alta la tensione Vcont, in modo da modellare il segnale nel modo voluto. Per Vcont compreso tra 2 e 0 V, l'andamento della corrente necessaria per ottenere una relazione Vc/fout logaritmica è effettuato dai tre diodi D 219÷D 221. Ic 202 C inverte il segnale e regola la tensione alla sua uscita tramite R 216 (trimmer 10 giri) ai livelli adatti a pilotare il generatore di corrente del V.C.O. I diodi D 201÷D 206 e D 213÷D 218 contribuiscono a stabilizzare in temperatura il circuito. Infatti, all'aumentare della temperatura la curva caratteristica dei diodi di *figura 7* trasla verso sinistra, diminuendo la loro resistenza equivalente e causando un aumento della frequenza di oscillazione. Alle basse frequenze i responsabili di questa variazione sono i tre diodi D 219÷D 221, e per contrapporsi sono necessari i diodi D 213÷D 218, che fanno diminuire la Ve all'aumentare della temperatura, in modo da mantenere circa costante il rapporto Ve/Re. Per valori di Vcont maggiori di 2V, i responsabili della variazione della frequenza di oscillazione al variare della temperatura sono i 6 diodi D 207÷D 212. Per limitare l'escursione si usano i diodi D 201÷206 che agiscono opportunamente sul segnale d'uscita di Ic 201A, diminuendone il valore quando la temperatura aumenta e viceversa. Nonostante queste precauzioni la stabilità in frequenza ottenuta non è certamente eccezionale, ma, visto il suo uso, essa va accettata, considerando anche che all'interno del generatore è presente un frequenzimetro digitale che tiene sotto controllo tale parametro. Le variazioni massime di frequenza che ho misurato non superano comunque il 2÷5% e sono molto lente. Esse si manifestano in prevalenza durante i primi cinque minuti dall'accensione del dispositivo in quanto sono presenti componenti che si scaldano, come l'integrato del frequenzimetro, gli stabilizzatori di tensione e il trasformatore e che aumentano la temperatura interna del contenitore. Per limitare al massimo la deriva termica occorre usare un contenitore ben areato.

Costruzione e controllo del V.C.O.

Si realizza lo stampato di *figura 8* e si montano i componenti secondo la *figura 9*. C 203 e C 204 sono saldati direttamente alla piastra madre. Si controlla se tutto è corretto, soprattutto le alimentazioni dell'XR 2206 che è pur sempre un integrato relativamente caro, e le polarità dei numerosi diodi presenti. Inizialmente si infilano nello zoccolo solo Ic 201 e si inserisce la scheda nella piastra madre, alla quale andranno collegati anche i comandi che controllano il funzionamento del V.C.O.: S5, S4, S3, S2, P4 e Sp5, che è l'interruttore solidale a P5. Si posizionano S3 e S2 in modo da collegare all'ingresso di controllo del V.C.O. il potenziometro a 10 giri P5 e si alimenta il circuito. Si va a vedere con un voltmetro la tensione nel punto A prima con Vin = 0 e poi con Vin = 5 V. Le tensioni rilevate dovranno essere circa uguali a quelle indicate in *tabella 2*. Successivamente si controlla la tensione nel punto B, che è fissa, ed è responsabile del livello in cui il ramo formato da D 207 - D 212 R 203 e R 205 comincia a condurre. Portando il voltmetro sul punto C, con Vcont = 0 si dovrà leggere una tensione pari a circa 1,34 V, mentre con Vcont = 5V si regolerà R 205 affinchè Vc si porti a circa 6,76 V. Con Vcont = 0, collegando il voltmetro al punto D, regoleremo R 214 affinchè si abbia una tensione di —7,14V, che si porterà a circa 2,55 V con Vcont = 5V. A questo punto, collegando un milliamperometro tra il collettore di Tr 201 e massa, dovremo visualizzare una corrente che va da circa 1,5 mA con Vcont = 5V a 1,5 μA, valore che non sarà molto ben valutabile con i normali strumenti a disposizione. Possiamo ora inserire nello zoccolo Ic 202. I trimmer R 221 e R 223 si porteranno a metà corsa. Alimentando il circuito, se tutto è funzionante, dovremo avere sul piedino 7 un'onda sinusoidale o triangolare a seconda della posizione di S4.

Fig. 9 - Disposizione dei componenti sullo stampato di fig. 8.

Tabella 2 - Tensioni nei punti A, B, C, D ed E del V.C.A.					
Vcont	Va	Vb	Vc	Vd	Ve
0	1,34	2,25	—7,14	— 1,45	— 4,95
5	6,76	2,25	2,55	—11,1	—11,5

Le tensioni sono espresse in V.

Portando S5 nella posizione 20-20.000 Hz, e collegando al pin 7 un frequenzimetro, si tarerà in maniera fine R 214 in modo che, con Vin = 0 V, Fout risulti circa 16,5 Hz, corrispondenti a un periodo di 60 millisecondi. Si porterà poi Vin a 5 V e si tarerà R 205 affinchè Fout salga a circa 20.500 Hz.

In questo modo saremo sicuri che, anche per elevate variazioni della temperatura ambientale, nella gamma di frequenze saranno sempre compresi i limiti 20 — 20.000 Hz. Commutando S5 nella posizione 0,2÷200 e 200÷200.000 Hz si controllerà che tali gamme siano effettivamente coperte. Se qualche gamma non fosse centrata, occorrerà sostituire i condensatori di oscillazione utilizzati o aggiungerne altri in parallelo fino ad ottenere il risultato voluto. Con l'ausilio di un distorsiometro o di un oscillografo, si regolano R 221 e R 223 per la minima distorsione sinusoidale, e R 218 per fare in modo che la forma d'onda d'uscita sia simmetrica rispetto a massa. La relazione Fout/Vin dovrà seguire la curva di figura 6. Da notare che la resistenza R 204 controlla la pendenza della curva fino a circa 2 kHz, oltre il controllo è affidato al ramo collegato in parallelo. Molto importante per l'andamento della linea Fout/Vin è anche il potenziale Vb. Se si dovesse notare un'eccessiva deriva termica della frequenza di oscillazione, si può agire su R 202 per la parte elevata della gamma, aumentandola nel caso in cui la frequenza tenda a salire e diminuendola nel caso inverso. Per la parte bassa della gamma si dovrà invece agire sul numero di diodi della serie R 213 — R 218, aumentandoli nel caso la frequenza tenda a salire, togliendoli nel caso inverso.

Occorre notare che, tutte le volte che si agisce su questi elementi, occorre ripetere la taratura del V.C.O.

Generatore di rampa per lo sweep

Per poter ottenere dal V.C.O. un segnale che spazzoli tre decadi occorre applicare al terminale "input V. di controllo" una tensione che va da 0 a 5 V. Ciò si può ottenere manualmente mediante P4, oppure automaticamente per mezzo di un opportuno generatore di rampa. Spesso non occorre uno sweep che occupi tre decadi, per cui si avrà

ELENCO COMPONENTI DI FIG. 10.

R 301	= 820 Ω
R 302	= 82 kΩ
R 303	= 8,2 kΩ
R 304	= 3,3 kΩ
R 305	= 12 kΩ
R 306	= 1,5 kΩ
R 307	= 2,2 kΩ
R 308	= 10 kΩ
R 309	= 10 kΩ
R 310	= 10 kΩ
R 311	= 10 kΩ
R 312	= 220 kΩ
R 313	= 10 kΩ
R 314	= 10 kΩ
R 315	= 10 kγ
R 316	= 10 kΩ
R 317	= 68 kΩ
R 318	= 1 kΩ trimmer
P1	= 10 kΩ
P2	= 220 kΩ
P3	= 1 kΩ
Tr 301	= BC 327
Tr 302	= BC 237
Ic 301	= TL 082
Ic 302	= μA 3403
Ic 303	= μ 741
D 301÷ D 305	= 1N 4148
Z 301	= 5,1 V - 1 W
Z 302	= 5,1 V - 1 W
C 301	= 0,68 μF polyester.

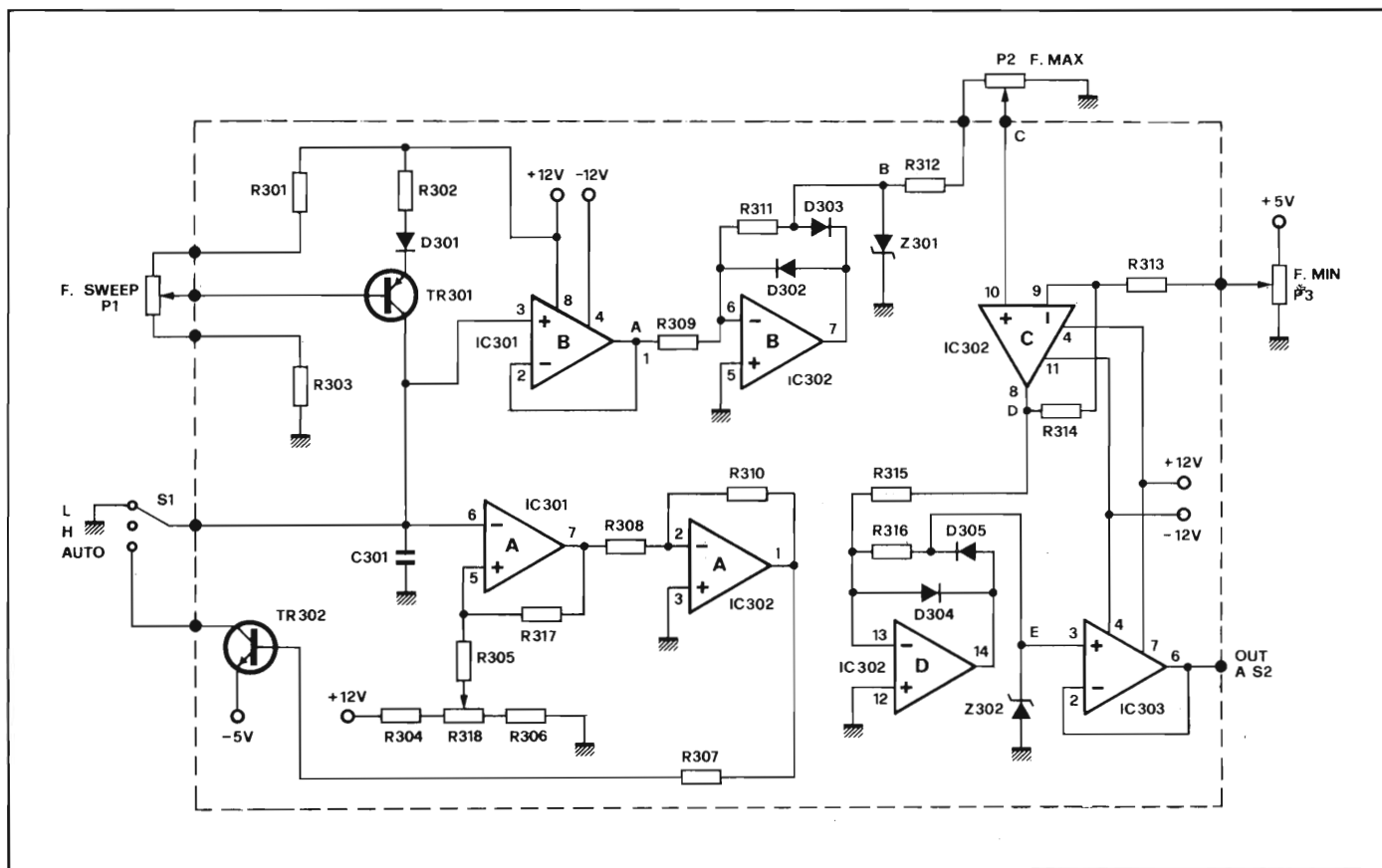



Fig. 10 - Schema elettrico del generatore di rampa per lo sweep.

bisogno di controlli che limitino il campo d'azione. Avremo così un potenziometro che stabilisce la frequenza più bassa dello sweep e un altro che stabilisce la frequenza massima. Mediante un altro controllo si potrà poi intervenire sul ritmo di ripetizione delle rampe.

In *figura 10* è illustrato lo schema elettrico del generatore di rampa. Esso può essere diviso in due parti: una parte oscillatrice (Ic 301A e Ic 302A) e una parte che amplifica e mette in forma il segnale (Ic 301B, Ic 302B, C, D, e Ic 303). Vediamo il funzionamento dell'oscillatore. S1 sia in posizione "auto". Tr 301 funziona da generatore di corrente costante, la cui intensità è comandata da P1. D 301 permette di avere un'ampia escursione in frequenza di questo oscillatore, un pò come si era fatto nel V.C.O. Avremo così un ritmo di ripetizione della rampa che va da circa 0,05 sec. a circa 60 sec., regolabile tramite P1. La corrente di uscita di questo transistor va a caricare C 301; Tr 302 è inizialmente interdetto e l'ingresso va a caricare C 301; Tr 302 è inizialmente interdetto e l'ingresso di Ic 301 A e B (TL 082) è ad alta impedenza e a bassa corrente di polarizzazione, essendo un doppio amplificatore operazionale a FET d'ingresso.

Quando la tensione sull'ingresso invertente di Ic 301A diventa maggiore di quella presente all'ingresso non invertente, l'uscita di tale integrato passa a — Vcc, mentre l'uscita di Ic 302A, che forma un amplificatore invertente, passa a + Vcc e manda il transistor Tr 302 in saturazione. Questo transistor scarica C 301 fino a quando la tensione all'ingresso negativo di Ic 301A non diventa inferiore a quella presente sull'ingresso positivo; dopo di che, per lo stesso ragionamento di prima, Ic 302 A si porterà a — Vcc interdicendo Tr 302, e il ciclo si ripete. L'operazione di scarica del condensatore avviene in un tempo molto breve. L'ampiezza della rampa è funzione dell'isteresi del circuito a scatto formato da Ic 301A, mentre la tensione di partenza (e quindi anche quella finale) dipende dalla posizione del trimmer R 318; esso dovrà essere regolato in maniera che la rampa presente ai capi C301 e quindi anche all'uscita del buffer formato da Ic 301B, parte da poco meno di 0 V, e raggiunge poco più di 5V. Quest'ultimo valore è funzione di R 317 e R 305, che determinano l'ampiezza dell'isteresi. Il circuito formato da Ic 302B, R 309, D 302 e D 303, R311, Z 301 costituisce un circuito tosatore, che limita il segnale d'uscita a 0 V e 5 V (5,1 V). D 302 impedisce che l'uscita vada a tensioni superiori a 0 V, mentre Z 301 limita le tensioni inferiori a — 5V. In *figura 11* si possono vedere le forme d'onda tipiche nei punti A, B, C, D, ed E di questo circuito.

Lo stadio che segue (Ic 302 C) provvede a regolare le frequenze massime e minime dello sweep. Questo significa fare in modo che il segnale d'uscita anzichè da 0 a 5 V, necessari per avere uno sweep che va da (p.e.) 20 a 20.000 Hz, abbia un'escursione compresa tra 1 e 4V, con la quale la frequenza d'uscita del V.C.O. va da circa 80 Hz a 5 kHz. Ic 302C in questa configurazione sottrae la tensione presente sul cursore di P2 (moltiplicata per 2 data la configurazione non invertente con R 314 = R 313) a quella presente sul cursore di P3. Se tale tensione è uguale a 0 V la rampa partirà da 0 V, se è uguale a 1 V la rampa partità da 1 V ecc. Tramite P3 si potrà quindi regolare la frequenza minima dello sweep. Una volta regolata questa, agendo su P2 controlleremo l'ampiezza della rampa e quindi la tensione massima raggiunta, da cui la massima frequenza dello sweep. Segue poi Ic 302 D che è ancora un limitatore atto ad evitare che la tensione di uscita salga a valori superiori a 5V. Chiude il circuito il buffer formato da Ic 303. Il commutatore S1 posto nella posizione "auto" fa in modo che in uscita si abbia una serie infinita di rampe. In posizione L si ottiene in uscita una tensione fissa pari alla minima raggiunta dalla rampa, con la quale si può visualizzare sul display del frequenzimetro la frequenza minima dello sweep. Commutando S1 in posizione H la tensione d'u-

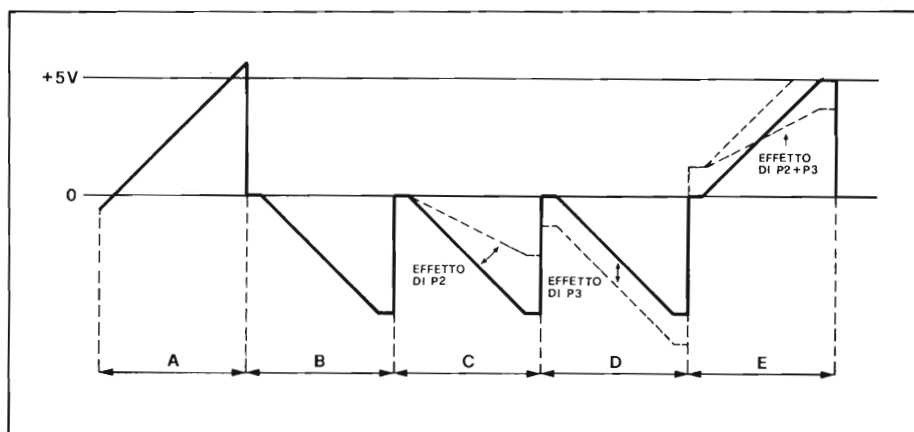



Fig. 11 - Forme d'onda tipiche nei punti A, B, C, D ed E del generatore di rampa.

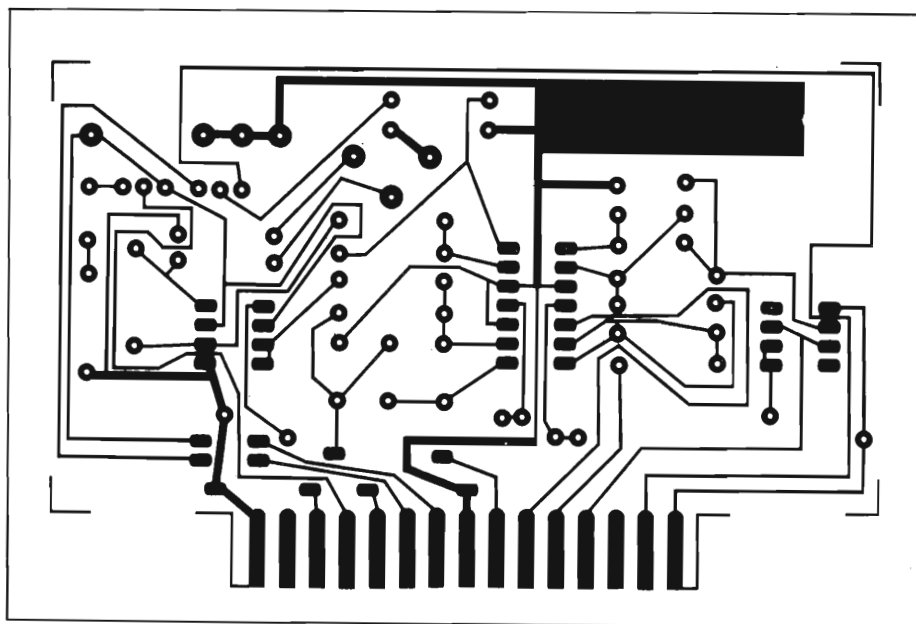



Fig. 12 - Circuito stampato del generatore di sweep.

scita andrà alla massima tensione che raggiunge la rampa, e quindi si potrà agevolmente leggere sul display la massima frequenza dello sweep. Commutando S1 da L a H l'uscita si porta alla tensione competente, formando una rampa avente la stessa pendenza di quelle generate con S1 in posizione "auto". Si ottiene quindi un "single sweep" cioè uno spazzolamento in frequenza singolo, dopo di che essa si mantiene alla frequenza massima. Questo è utile in certe occasioni che vedremo alla fine, nelle note di utilizzazione.

Costruzione e controllo del generatore di rampa

Dopo aver realizzato il circuito stampato di *figura 12*, montati i componenti, infilati gli integrati nei relativi zoccoli e controllato più volte che il tutto sia corretto, si infila la scheda nel relativo connettore. Dovranno già essere stati collegati sulla piastra madre i potenziometri P1, P2 e P3 nonchè il commutatore S1. A questo punto si alimenta il circuito e si collega un oscilloscopio nel punto A (uscita di Ic 301 B). Commutando S1 su L dovremo avere 0 V, con S1 posto a H tale tensione dovrà salire a circa 12 V, mentre in posizione "auto" si otterrà una forma d'onda a dente di sega con periodo variabile da circa 0,05 s. a circa 60 s., regolabili mediante P1. Si pone poi P3 con il cursore verso massa e P2 con il cursore vero R 302. All'ucita di Ic 302C dovremo vedere una forma d'onda simile a quella di *figura 11* parte D. Ruotando P3 vedremo tale segnale traslare vero il basso,

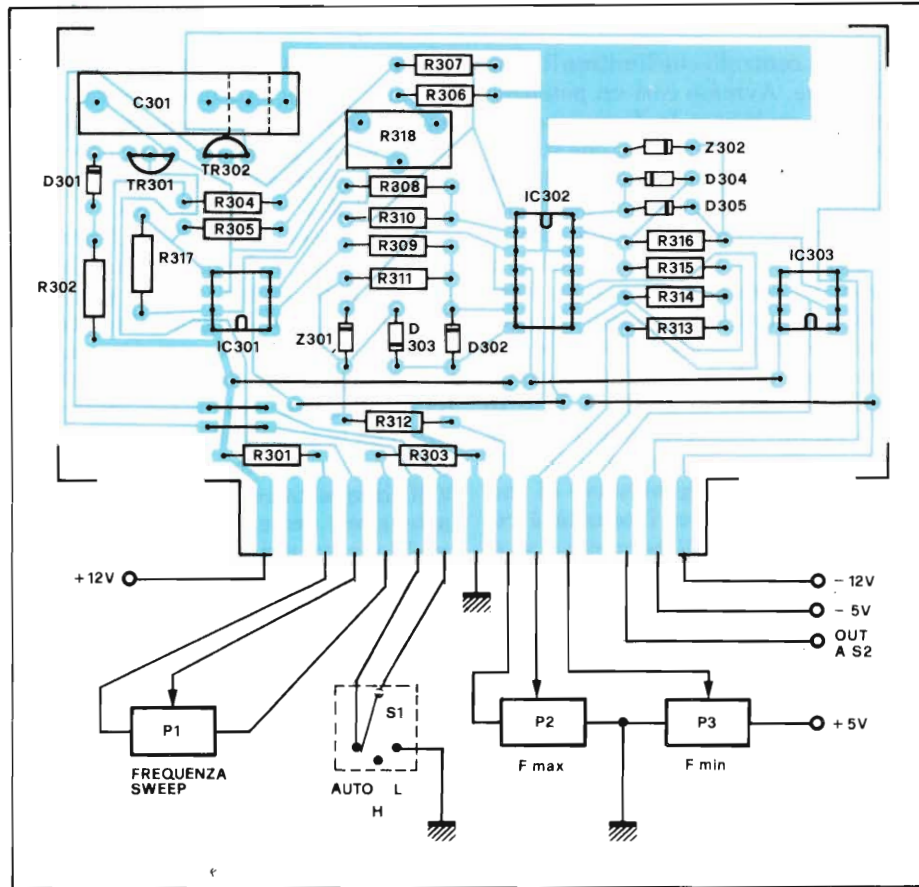



Fig. 13 - Disposizione componenti dello stampato di figura 12.

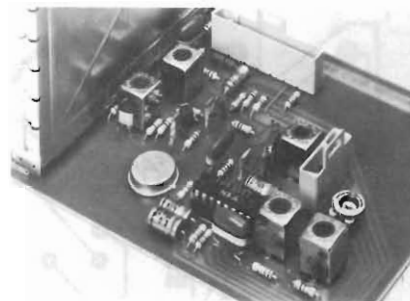
mentre ruotando P2 vedremo che la sua ampiezza si attenua. Lo stesso segnale, invertito da Ic 302 D, lo troviamo all'uscita di Ic 303, e quindi all'uscita di tutto lo stadio. Commutando S2 verso l'uscita di questo stadio, otteremo dal V.C.O. lo sweep in frequenza. Se muovendo P1 da un lato o dall'altro si dovesse bloccare l'oscillazione, è sufficiente aumentare leggermente i valori di R 301 o R 302 a seconda del caso. Se l'oscillazione all'uscita di Ic 301B è inferiore ai 5 Vpp, si aumenta il valore di R 317, mentre lo si diminuisce se l'oscillazione è troppo ampia.

Terminiamo qui la prima parte rimandando i lettori al prossimo numero nel quale verranno descritti il generatore di "burst" e l'amplificatore d'uscita. ■

Circuiti integrati per frequenza intermedia video

Per l'amplificatore della frequenza intermedia dei televisivi colori e monocromatici sono ora disponibili due nuovi circuiti integrati, il TDA3540 e il TDA3541. Questi integrati sostituiscono gli equivalenti TDA2540 e TDA2541 da tempo impiegati in TV, dai quali differiscono per avere alcune caratteristiche molto migliorate.

Il TDA3540 (per tuner n-p-n) e il TDA3541 (per tuner p-n-p) incorporano un amplificatore a larga banda con guadagno controllato, il quale da solo fornisce l'amplificazione necessaria al segnale f.i.; nel chip si trova anche un de-

modulatore sincrono a basso valore di intermodulazione. La struttura di queste due sezioni sono simili a quelle presenti nei precedenti TDA2540 e TDA2541; differiscono da queste in quanto sono state ristrutturate in maniera da dare un valore di intermodulazione più basso (da 10 ÷ 20 dB), e una sensibilità più elevata (circa 3 dB).

Il circuiti integrati TDA3540 e TDA3541 posseggono una larghezza di banda video di circa 7 MHz, un invertitore dei punti bianchi, un preamplificatore video avente un sistema di protezione contro il rumore, un C.A.F. con interruttore on/off, e infine un C.A.G. insensibile al rumore. È possibile inserire esternamente un interruttore video per collegamenti a massa oppure a + 12 V (per esempio, nel caso di applicazione di un segnale proveniente da un registratore VCR). Entrambi gli integrati si presentano in contenitore plastico DIL a 16 terminali (SOT-38) oppure QIL (SOT-58).

VALVO
Amburgo

CASSE ACUSTICHE DA 100 e 200 W PER CHITARRA ELETTRICA

di Hartmuth Oberhoff

Le casse acustiche per chitarra elettrica sono molto diverse da quelle impiegate nella riproduzione Hi-Fi e l'argomento è già stato ampiamente discusso. Molti amanti della musica non dispongono di fondi illimitati e sono perciò orientati ad autocostruirsi il proprio impianto. L'Autore, che è direttore tecnico di una fabbrica di altoparlanti, ci dice quali sono le cose da ricordare quando si voglia costruire una cassa acustica per chitarra ed anche ciò che bisogna assolutamente evitare.

Nella scelta dei componenti di una cassa acustica occorre tanto per cominciare, avere un'idea ben chiara circa la natura dei segnali in gioco. È bene innanzitutto tener presente che in questo caso abbiamo a che fare con strumenti che ripartiscono la potenza acustica entro tutto lo spettro delle frequenze riprodotte. Ogni settore dello spettro dovrà pertanto avere la potenza richiesta. Occorre perciò usare solo componenti che soddisfino alle suddette premesse. L'argomento è particolarmente importante per la banda dei toni alti! L'estensione dinamica di uno strumento è inoltre maggiore di quella messa a disposizione da qualsiasi altro tipo di musica registrata (dischi, nastri, eccetera).

Condizione importantissima: un elevato rendimento

Solitamente le casse vengono sistemate in ambienti molto vasti, per cui l'altoparlante dovrà avere un elevato rendimento ed un'elevata capacità di carico. Il valore della pressione sonora si ricava dalla curva di distribuzione alle diverse frequenze, che di solito è ricavata ad 1 W di potenza elettrica e con sorgente sonora posta alla distanza di 1 m dal microfono. Tanto maggiore è la pressione sonora in queste condizioni e tanto maggiore sarà il rendimento. La capacità di carico della cassa deve essere tale da possedere una buona riserva di potenza (almeno 1/3) anche alle massime sollecitazioni: non deve lavorare continuamente alle massime prestazioni.

Fig. 1 - Altoparlante per toni bassi a sospensione rigida, tipo BG 30.

Un altro fattore da tenere in considerazione è la facilità di trasporto. Un chitarrista troverà molto più agevole trasportare con una mano la cassa e con l'altra l'amplificatore del suo impianto.

La scelta dei sistemi di altoparlanti

L'argomento è molto importante perchè la maggior parte degli inconvenienti delle casse acustiche trae origine da un'errata scelta degli altoparlanti. Gli altoparlanti per strumenti musicali devono avere una sospensione rigida (*figura 1*) perchè, in caso diverso, l'elevata dinamica del segnale provocherebbe movimenti troppo ampi e ben presto gli altoparlanti si guasterebbero. Nella scelta della capacità di carico, il valore più sicuro da prendere in considerazione è la potenza nominale, tenendo sempre a disposizione un buon margine di riserva per i casi limite, e cioé per le sollecitazioni impulsive di picco.

Il modo più facile e semplice di costruire un box per chitarra consiste nell'impiegare un unico sistema di altoparlanti; la resa verrà così ottimizzata in base al tipo di musica suonata in prevalenza.

L'esigenza di potenze più elevate potrà talvolta richiedere l'interconnessione di più sistemi: in ogni caso i vari sistemi dovranno essere dello stesso tipo. Una chitarra "western" potrà richiedere l'accentuazione dei toni medi a partire da 2....3 kHz: in tal caso si dovrà aggiungere un altoparlante supplementare per i toni alti.

Per migliorare il rendimento ed il suono si consiglia il montaggio di altoparlanti con camera a pressione e tromba esponenziale, (*figura 2*): si garantirà così un suono più "staccato" della chitarra. Gli altoparlanti piezo, piuttosto costosi, non sono consigliabili a causa dello scarso rendimento.

Gli elementi per i toni alti devono poter essere esclusi mediante un commutatore, in modo da poter variare l'immagine sonora. Dell'accoppiamento in frequenza mediante filtri parleremo in un successivo paragrafo.

L'impiego del sistema a commutazione multipla (Multi-System) è vantag-

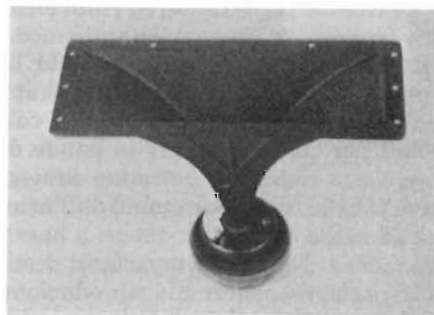



Fig. 2 - Tromba per toni medi impiegata nell'esempio costruttivo (tipo HTM 10.27).

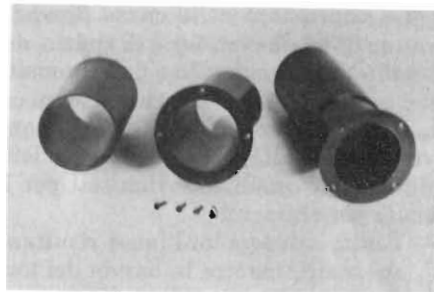



Fig. 3 - Tubo bass-reflex variabile, tipo BR 13.25; permette di regolare ad orecchio la resa sonora nelle casse autocostruite, senza ricorrere a costosi strumenti di misura.

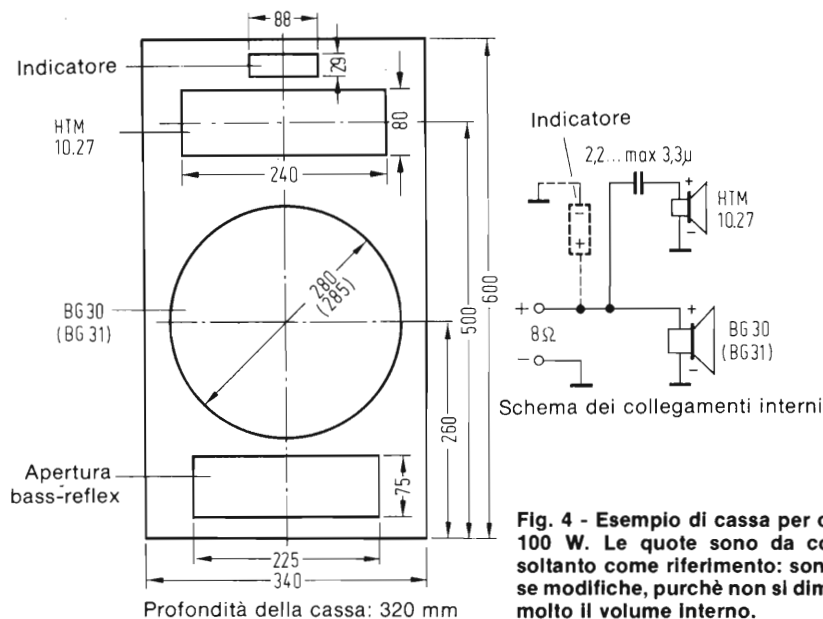



Fig. 4 - Esempio di cassa per chitarra da 100 W. Le quote sono da considerare soltanto come riferimento: sono ammesse modifiche, purchè non si diminuisca di molto il volume interno.

gioso quando si adottino altoparlanti dinamici. Se, per esempio, si hanno a disposizione otto altoparlanti per toni medi da collegare in serie oppure in parallelo, la potenza potrà essere meglio suddivisa tra i singoli sistemi. Gli altoparlanti a calotta per toni alti e medi hanno una bobina di piccole dimensioni e dissipano male il calore: non sono perciò adatti alle casse acustiche per chitarra e si guasterebbero quindi dopo un breve periodo di funzionamento.

Le trombe per gli acuti ed i toni medi dovranno essere dimensionate in modo da poter sopportare a lungo tutta la potenza nominale. Filtri ad elevata pendenza (almeno 18 dB/ottava), calcolati per lasciar passare la banda di frequenze richiesta, potranno proteggere le delicate bobine mobili dall'azione dannosa delle componenti a bassa frequenza. I box di altoparlanti destinati esclusivamente alla riproduzione delle basse frequenze, non avranno bisogno di filtri di nessun genere.

La cassa acustica

Le dimensioni della cassa dipenderanno dalla disponibilità di spazio, dal rendimento desiderato e dall'intensità dei toni bassi: esistono vari sistemi costruttivi. Le prescrizioni che seguono valgono per altoparlanti a sospensione rigida, per quelli cioé richiesti per le casse per chitarra:

— Casse chiuse: i toni bassi risultano smorzati, mentre la banda dei toni intermedi è molto più accentuata; il sistema non è adatto per il box personale di un suonatore.
— Casse "Bass-Reflex": riproducono con la massima intensità i toni bassi. Munite di tubo bass-reflex correttamente dimensionato (*figura 3*), risulteranno molto adatte per box per chitarra.
— Casse aperte: garantiscono elevati rendimenti, ma la resa dei bassi è scarsa.
— Casse esponenziali: danno il massimo rendimento e la massima linearità nell'intera banda acustica. Rappresentano la migliore soluzione per le casse da orchestra; non sono facili da costruire, ma sono disponibili in forma di kit di montaggio.

Il filtro separatore in una cassa per chitarra

L'impiego di un altoparlante supplementare per i toni medio-alti non richiede necessariamente l'impiego di un filtro apposito. L'accoppiamento si può benissimo fare tramite un condensatore che limita la frequenza ad un valore circa doppio (un'ottava più in alto) della frequenza inferiore dell'elemento per i toni alti. Se i dati forniti dal costruttore per la frequenza inferiore indicano un valore di 1500 Hz, la banda passante dovrà essere predisposta per un limite inferiore di 2500.....3000 Hz. Più elevata sarà scelta la frequenza passante, minore sarà il pericolo di sovraccarico.

Impiegando un filtro separatore, se ne dovranno dimensionare i componenti in modo che possano far passare anche le massime potenze di picco. I filtri realizzati con risparmio possono peggiorare di molto il rendimento di una cassa acustica; in conclusione si dovranno impiegare bobine avvolte con filo di sezione elevata (diametro 1....2 mm) e condensatori ad alta tensione e basso fattore di perdita: ottimi allo scopo i condensatori a film. I condensatori elettrolitici di non buona qualità si scalderanno molto e presto scoppieranno. Si cerca, nella maggioranza dei casi, di risolvere il problema facendo a meno dei filtri, o di limitarne l'uso ai toni alti, accoppiando direttamente i toni bassi.

Realizzazione pratica

Le pareti della cassa devono essere piuttosto solide: i materiali preferiti sono il truciolato od il compensato da 22 mm di spessore. La migliore soluzione per diminuire il peso è di impiegare tavole di legno compensato a strati multipli incollati con direzione incrociata delle fibre (pannelli Multiplex). Alcuni tasselli incollati irrigidiranno gli spigoli. Si otterrà un'ottima attenuazione delle risonanze della cassa imbottendo le superfici interne delle pareti con pannelli di lana di roccia. Il migliore adesivo per incollare i pannelli è a base bituminosa, in quanto esercita un ulteriore effetto smorzante.

La superficie esterna della cassa dovrà essere rifinita mediante finta pelle incollata, in modo da impedire il danneggiamento durante il trasporto. La protezione e l'arrotondamento degli spigoli avverranno mediante angolari metallici sagomati.

Se si vogliono montare delle rotelle, non bisognerà temere di spendere qualche lira in più, scegliendo dei modelli veramente stabili, che sopportino anche un trattamento rude. Il trasporto della cassa sarà molto facilitato montando delle adatte maniglie incassate.

Esempio di cassa per chitarra di accompagnamento e ritmo

Queste casse acustiche devono essere in grado di riprodurre, con un buon rendimento, uno spettro di frequenza di circa 60.....4000 Hz. Non è necessaria una risposta assolutamente lineare, anzi un'esaltazione del livello tra 800 e 4000 Hz porta proprio all'effetto acustico desiderato: e cioé all'effetto "presenza". Le *figure 4* e *5* mostrano delle realizzazioni pratiche di box per strumenti: la potenza ammissibile per il box di *figura 4* è di circa 100 W, mentre per quello più grosso di figura 5 la potenza è di 200 W. Uno strumento indicatore munito di interruttore potrà facilitare il controllo di eventuali potenze pericolose.

La bobina che si vede nello schema della cassa più grande potrà anche es-

sere omessa; dipende dal timbro acustico che si vuole ottenere. L'impiego del commutatore S1, che cortocircuita la bobina, permetterà di variare il timbro. Si deve poter escludere anche l'altoparlante a tromba, allo scopo di permettere un maggior numero di variazioni sonore.

La cassa potrà essere costruita anche con elementi modulari. La separazione del settore dei toni medio-alti (linea tratteggiata) garantirà un più facile trasporto dell'impianto. Il cavo di collegamento verrà connesso ai morsetti predisposti sul lato posteriore delle casse.

Lo smorzamento delle casse si ottiene, come già detto, incollando all'interno pannelli in lana di roccia: questi si limitano a smorzare la risonanza della cassa e non le onde sonore. Sui pannelli di lana di roccia si applica ancora una vernice fonoassorbente. Il collegamento tra i morsetti e gli altoparlanti andrà effettuato mediante trecciole di adeguata sezione (2,5 mm²). I cavetti interni dovranno essere solidamente fissati, altrimenti potrebbero introdurre rumorosità alle potenze più elevate. Anche gli altri componenti dovranno essere ben bloccati, per i medesimi motivi.

Una cassa siffatta potrà evidentemente essere alimentata anche da più stadi finali, tramite un filtro separatore elettronico; in tale caso si ha un grosso vantaggio in più: e cioé regolazione individuale della potenza dei singoli sistemi, con possibilità di cambiare l'effetto sonoro complessivo. ■

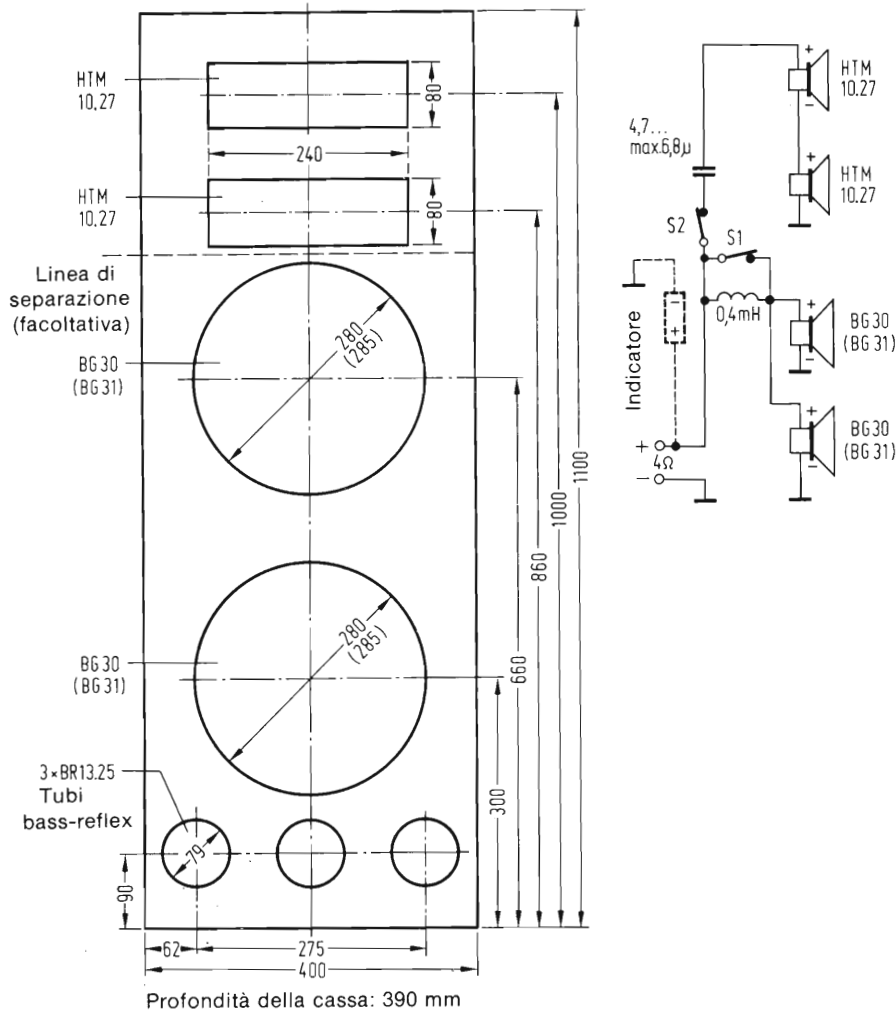



Fig. 5 - Cassa per chitarra da 200 W; anche in questo caso le quote potranno essere modificate.

MISURATORE DELLA PROFONDITA' DI MODULAZIONE

Ing. Dipl. Alex Rozsa

Il dilettante dispone raramente dell'apparecchiatura necessaria a misurare la profondità di modulazione dei trasmettitori AM. Con il semplice circuito che descriviamo potrà essere misurata con sufficiente precisione la percentuale di modulazione dei trasmettitori autocostruiti, per esempio di quelli per telecomando. Non occorre un'alimentazione autonoma.

La profondità di modulazione di un segnale modulato in ampiezza indica l'andamento dell'ampiezza in bassa frequenza (V_{BF}) nei confronti dell'ampiezza in alta frequenza (V_{AF}). Abbiamo cioé:

$$m = \frac{V_{BF}}{V_{AF}} \cdot 100\ [\%]$$

Nella misura della profondità di modulazione, l'ampiezza V_{AF} dell'onda portante non modulata viene misurata secondo una qualsiasi unità di misura. La tensione modulante, V_{BF} dopo la rivelazione, è misurata mediante un voltmetro con scala suddivisa in 100 parti uguali: l'escursione a fondo scala dell'indice corrisponde all'ampiezza V_{AF}. Il valore letto in corrispondenza della deviazione effettiva dell'indice indica la percentuale di modulazione.

Il misuratore di modulazione (vedi figura) ha il vantaggio di provvedere anche alla sua taratura. L'apparecchio può essere inserito in un piccolo contenitore metallico chiuso che a prima vista rassomiglia ad uno dei soliti misuratori del rapporto onde stazionarie (ROS).

Un solo strumento

Sui due lati opposti dell'astuccio metallico si montano due prese coassiali che, per evitare un disadattamento d'impedenza, sono unite tra loro da uno

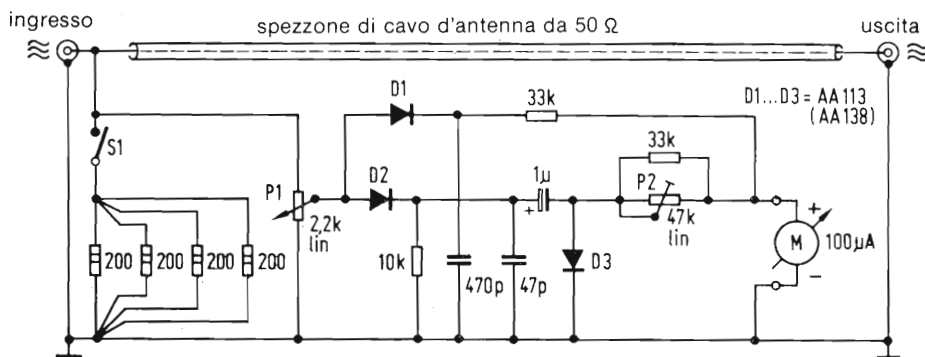



Fig. 1 - I diodi sono del tipo al germanio con contatto a filo d'oro. Le resistenze da 200 Ω devono poter dissipare una potenza di 2 W ciascuna.

spezzone di cavo della medesima impedenza caratteristica di quello d'antenna.

Per poter misurare la profondità di modulazione anche senza irradiamento del segnale, lo strumento contiene un'antenna fittizia in grado di dissipare un massimo di 8 W. Quest'ultima può essere collegata all'occorrenza mediante il commutatore S1 ed è formata da quattro resistenze a strato metallico di 200Ω/2 W. Il trasmettitore collegato deve funzionare all'inizio senza modulazione: si regola P1 in modo che la tensione di alta frequenza raddrizzata dal diodo D1 mandi a fondo scala l'indice dello strumento M. In seguito si modula la frequenza portante e si vede che l'indice dello strumento arretra proporzionalmente alla profondità della modulazione. Anche il diodo D2 rivelerà l'oscillazione ad alta frequenza, producendo un segnale di bassa frequenza che a sua volta sarà raddrizzato da D3: la corrente continua così ottenuta, che è proporzionale alla modulazione, compenserà in parte la corrente continua prodotta da D1. Il potenziometro P1 serve alla taratura dello strumento: una volta eseguita questa calibrazione, si misura un segnale che abbia una profondità di modulazione nota, portando lo strumento alla corretta indicazione mediante P2.

100 mW minimi

L'ingresso dello strumento dovrà essere alimentato con un minimo di 100 mW in alta frequenza ed all'uscita si potrà collegare sia l'antenna fittizia che un'antenna reale con impedenza pari a 50 Ω.

Lo strumento indicatore sarà montato preferibilmente in posizione capovolta: l'indice si troverà quindi a destra in assenza di segnale AF; la regolazione con P1 prima della misura porterà l'indice nella posizione di "fondo scala". L'indice dello strumento così montato si muoverà quindi da sinistra a destra. Uno strumento con scala a profilo renderà pressochè inavvertibile questo capovolgimento.

Questo semplice apparecchio si è dimostrato molto adatto al controllo pratico della profondità di modulazione degli apparecchi industriali od autocostruiti, nonchè degli amplificatori lineari di potenza. ■

CENTRALINO D'ALLARME

del Fisico dipl. Arnulf Wallrabe

Sempre più numerose sono le abitazioni munite di impianti di allarme. I relativi apparecchi non si possono ancora definire a buon mercato e perciò conviene costruirseli da sè, anche per la soddisfazione che si prova coltivando il proprio hobby. La soluzione che presentiamo si distingue dalle altre già pubblicate per il largo impiego di circuiti integrati che aumentano la sicurezza di esercizio e diminuiscono lo spazio occupato. La messa in funzione del centralino è talmente semplice che praticamente non esiste la possibilità di falsi allarmi.

Un impianto d'allarme è formato da tre parti principali: i sensori disposti in serie od in parallelo (contatti magnetici, barriere fotoelettriche) (3), il centralino che sovrintende ai sensori ed in caso di allarme aziona i segnalatori (sirene, luci lampeggianti, eccetera); sono appunto i segnalatori il terzo elemento dell'impianto. L'oggetto di questo articolo è la sola costruzione del centralino. I segnalatori ed i sensori sono disponibili in commercio in grande varietà; nella bibliografia (4) si troveranno le relative descrizioni e le istruzioni per il montaggio.

Prima condizione: la semplicità d'impiego

Il funzionamento del centralino apparirà chiaro man mano che illustreremo il suo modo d'impiego. Sono previsti tre pulsanti e due LED (*figura 1*); i pulsanti servono a scegliere tra l'"allarme interno" e l'"allarme esterno" ed a disattivare l'impianto. Il LED verde indica lo stato di "allarme attivo", cioè

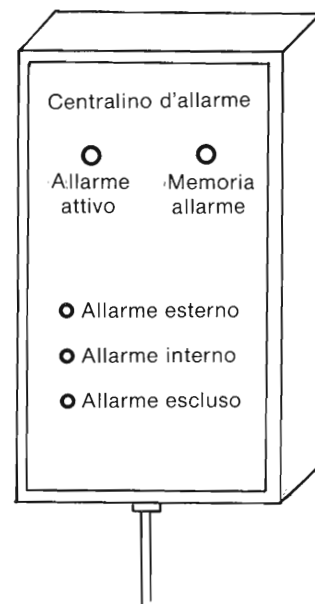



Fig. 1 - Aspetto esterno del centralino d'allarme nel suo mobiletto in plastica con pannello frontale in alluminio.

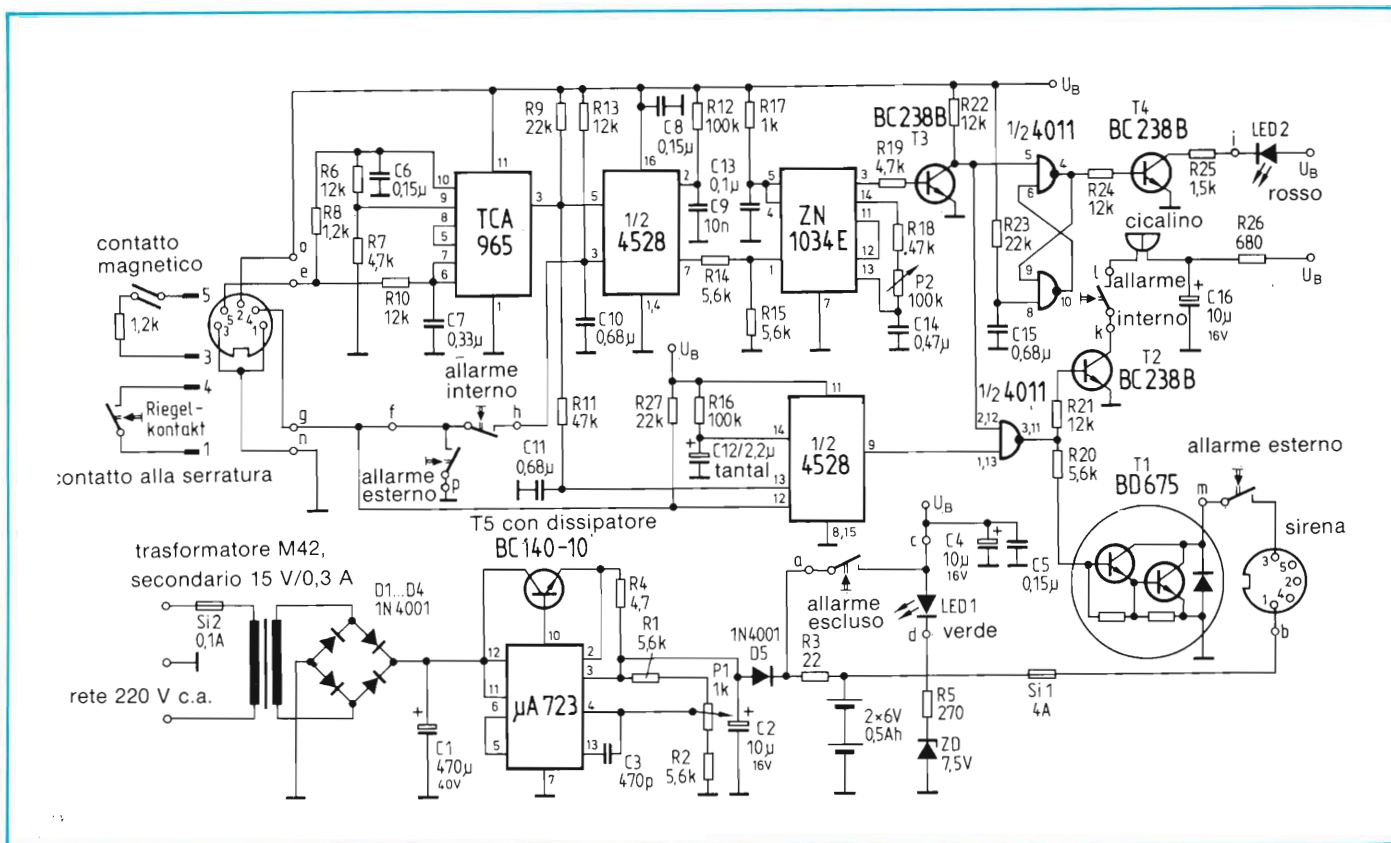



Fig. 2 - Schema elettrico del centralino d'allarme. Il contatto alla serratura potrà essere sostituito anche da un interruttore a chiave. Come segnale di controllo attivazione potrà essere impiegata una spia luminosa al posto della sirena, e ciò per non disturbare inutilmente i vicini.

che uno dei due tipi di allarme è inserito e che la batteria è carica. Il LED rosso "memoria d'allarme" indica all'inquilino che l'allarme è entrato in funzione almeno una volta durante la sua assenza.

Il funzionamento in "allarme interno" serve quando l'inquilino è in casa, particolarmente di notte: non appena è eccitato un sensore, suona un cicalino, mentre la sirena esterna non è attivata. Il cicalino suona per un tempo regolabile tra 1 e 3 minuti, indipendentemente dal protrarsi del segnale proveniente dal sensore. La pressione del tasto "arresto" interrompe in qualsiasi istante il suono del cicalino. La pressione del tasto "allarme esterno" mentre il cicalino suona, fa suonare anche la sirena esterna, se si vuole attirare l'attenzione dei vicini. L'allarme "interno" non provoca la messa in funzione automatica della sirena perchè non è escluso che l'inquilino possa attivarlo per errore.

L'"allarme esterno" non entra immediatamente in attività dopo la pressione del pulsante ma solo quando si è abbandonata l'abitazione: allo scopo c'è un contatto applicato alla serratura, che si chiude quando si gira la chiave della porta d'ingresso. In tal modo si può controllare se l'impianto è pronto ad intervenire e se non ci sono ancora dei sensori attivati, per esempio, a causa di una finestra lasciata aperta. Un breve suono della sirena esterna dopo la chiusura della porta d'ingresso, dimostrerà che tutto è a posto. Al rientro, il contatto sulla serratura disattiverà automaticamente l'allarme all'apertura della porta.

Il pulsante "allarme esterno" potrà perciò restare sempre premuto, senza timore di conseguenze. Un tentativo d'intrusione provocherà l'intervento della sirena esterna, mentre il cicalino resterà muto, rendendo in questo modo difficile all'intruso la scoperta del luogo d'installazione del centralino.

Resta ancora da far presente che il gruppo dei sensori è costantemente sotto corrente e che l'allarme scatta nel caso di una diminuzione o di un aumento del 50% della corrente medesima. Si possono impiegare sensori muniti di contatti di lavoro oppure di contatti di riposo; la cintura protettiva è inoltre garantita sia contro l'interruzione che contro il cortocircuito di qualche sensore. Per sensori che debbano essere alimentati, l'impianto fornisce una tensione ausiliaria di 12 V/80 mA. Il centralino contiene una batteria ricaricabile che permette il funzionamento continuato dell'impianto anche per interruzioni della rete protratte fino a 24 ore.

Controllo del circuito d'allarme mediante discriminatore a finestra

La *figura 2* mostra lo schema del centralino d'allarme. La condizione in cui si trovano i sensori è segnalata dal discriminatore a finestra TCA 965 la cui uscita (piedino 3) si porta al livello logico basso tutte le volte che la tensione d'ingresso ai piedini 6 e 7 non si trova entro determinati limiti (la "finestra") (5). La combinazione R10/C7 serve a filtrare i disturbi che possono essere prodotti per induzione nel conduttore che dai sensori porta al centralino.

Tutte le tensioni esterne che pervengono al discriminatore a finestra sono derivate dalla tensione ausiliaria di 6 V presente al piedino 10. La tensione d'ingresso è determinata dal partitore di tensione formato da R8 e dalla resistenza del circuito d'allarme, che è di 1,2 kΩ; nella situazione di riposo, la tensione è di 3 V. Una tensione di riferi-

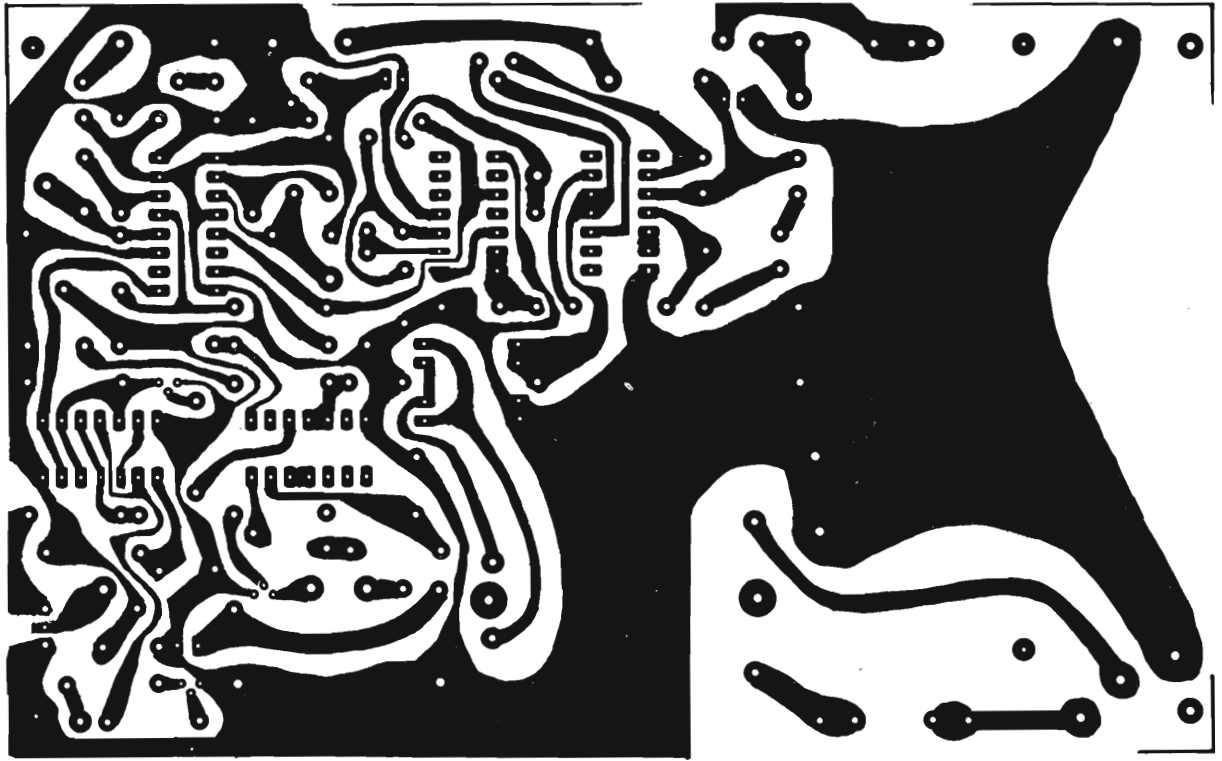



Fig. 3 - Su questo circuito stampato vengono montati tutti i componenti, esclusi la catena dei sensori, il contatto alla serratura, la pulsantiera, i LED e la sirena.

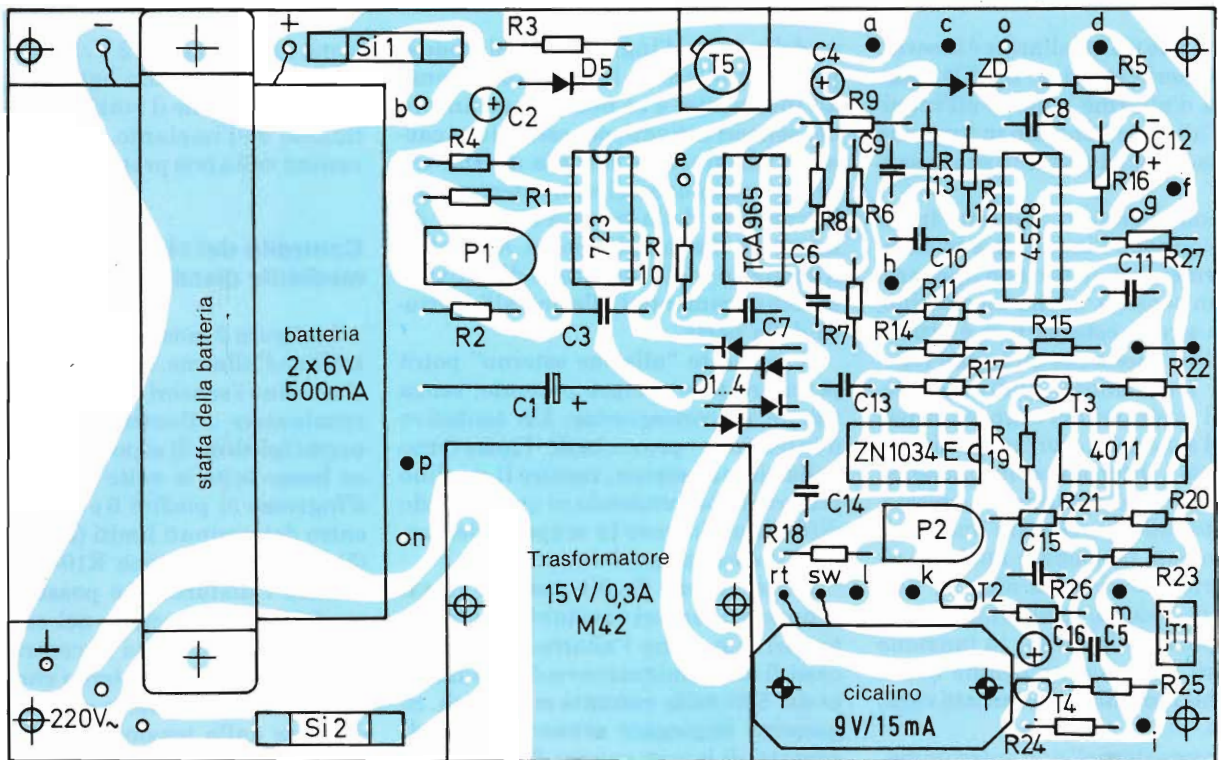



Fig. 4 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

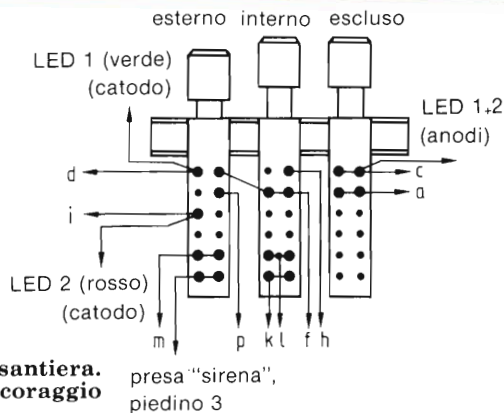



Fig. 5 - Cablaggio della pulsantiera. Due contatti serviranno da ancoraggio per i terminali dei LED.

mento del medesimo valore è disponibile al piedino 5 ed è applicata al piedino 8 dove determina il livello centrale della "finestra"; il partitore R6/R7 definisce la semiampiezza della "finestra". L'uscita è a collettore aperto e perciò bisognerà inserire R9 come resistenza di carico.

Il livello "0", che arriva al piedino 3 in caso di allarme, fa partire un multivibratore monostabile che si trova nel circuito integrato 4528 e che produce all'uscita (piedino 7) un breve impulso determinato da R12/C9, quando l'ingresso di spegnimento (piedino 3) è a livello "1". Questa condizione si verifica solo nel caso che il centralino venga attivato, quando cioé sia aperto il contatto "allarme interno" oppure siano entrambi aperti i contatti "allarme esterno" e "serratura". Il successivo temporizzatore (tipo ZN 1034E della Ferranti) lavora a 5 V, ocorreranno il partitore formato da R14 e da R15 ed il transistore per cui, per l'adeguamento del livello di tensione T3. La costante di tempo è determinata da R18, P2 e C14. La regolazione tra 1 e 3 minuti avviene mediante P2 (6).

L'altro monostabile contenuto nel 4528 viene programmato mediante R16/C12, per dare il tempo di controllo della sirena (0,1 secondi). Il timer è avviato dall'apertura del contatto della serratura, quando sia aperto anche il contatto "allarme esterno". L'ingresso di cancellazione collegato al discriminatore a finestra (piedino 13) deve anch'esso avere un livello "1", cioè non deve arrivare un segnale dai sensori d'allarme.

Una porta NAND accoppia i due ritardi; poichè il carico formato da R20 ed R21 è eccessivo per una singola porta CMOS, se ne collegano due in parallelo. A seconda della posizione del contatto del pulsante, verrà pilotata la sirena esterna tramite R20 ed il Darlington T1 (che permette il passaggio di una corrente di 4 A), oppure sarà azionato il cicalino interno tramite R21 e T2.

Due altre porte NAND formano insieme un flip flop RS che viene settato da un segnale d'allarme presente al collettore di T3 e resettato tramite R23/C15 dopo la disattivazione dell'allarme. L'uscita del flip flop pilota il diodo LED2 (rosso), tramite il transistore T4.

Maggiore sicurezza con l'alimentazione ausiliaria

L'alimentatore contiene un regolatore di tensione μA 723 munito di transistore di regolazione esterna T5. La potenza di T5 è inferiore a 0,5 W per cui sarà sufficiente un dissipatore termico a pressione da 60 K/W. Il partitore R1, P1, R2 determina la tensione d'uscita. R4 provvede a limitare la corrente d'uscita a 130 mA. La batteria in tampone riceve una corrente permanente di carica tramite R3 ed il diodo D5 impedisce la scarica della batteria su R1, P1, R2 in caso di mancanza di corrente di rete. Il diodo LED1, di colore verde, si accende quando la tensione della batteria è sufficiente e si spegne appena la tensione della batteria scende al di sotto dei 10 V.

La batteria in tampone è del tipo ermetico al nichel-cadmio sinterizzati, adeguata alla situazione perchè sopporta senza danni una carica protratta (7). La durata della batteria va da 5 a 10 anni.

La capacità della batteria impiegata è di 0,5 Ah, e per cui la corrente di carica dovrà essere tra 10 e 25 mA. Purtroppo nelle batterie ermetiche al Ni-Cd la tensione di fine carica non è costante, ma dipende da svariati fattori quali la temperatura, l'invecchiamento, eccetera. La bassa resistenza interna della batteria (0,15 Ω) moltiplica la corrente di carica anche per piccoli aumenti della tensione, per cui è stata prevista R3 che aumenta artificialmente la resistenza interna. Il valore è di 22 Ω in modo da non superare i valori prescritti della corrente di carica anche per variazioni della tensione di carica di 0,33 V, ossia di 33 mV per ogni elemento.

Quando in caso di mancanza della tensione di rete il circuito è alimentato dalla batteria, occorrerà tener conto della caduta di tensione sulla resistenza R3, che potrà arrivare persino a 2 V, a seconda dell'assorbimento dell'avvisatore. La corrente per la sirena, che è di qualche ampere, non dovrà naturalmente passare per R3, ma dovrà essere direttamente prelevata dalla batteria ed il fusibile. Si1 impedirà il danneggiamento di quest'ultima in caso di cortocircuito. Si rammenti che, in assenza della batteria in tampone, l'alimentatore dovrebbe essere dimensionato per poter sopportare l'intero carico di parecchi ampere.

Con il circuito stampato, la costruzione e la messa a punto sono facili

Tutti i componenti, compresi il trasformatore di alimentazione, la batteria ed il cicalino, trovano posto su una sola scheda tipo Europa. Il mobiletto adatto potrebbe essere del tipo OkW, 625 601-1210 o similare. Gli unici lavori di ca-

Bibliografia

(1) *H. Hansen*: Alarmanlage (Impianti d'allarme). FUNKSCHAU 1977, fascicolo 11, pagina 459.
(2) *C. Anagnostopulos*: Elektronische Alarmzentrale (Centralino d'allarme elettronico). FUNKSCHAU 1977, fascicolo 15, pagina 699.
(3) *H. Unruh*: Einbruchmelde-Detektoren (Sensori d'intrusione). FUNKSCHAU 1980, fascicolo 19, pagina 64.
(4) *K. Bartels*: Brand- und Einbruchmeldeanlage (Impianti avvisatori antincendio ed antifurto) RPB electronic-Taschenbücher, No 5 (Franzis-Verlag, Monaco di Baviera, 1976).
(5) *Circuiti lineari*: fogli dati della Siemens AG - 1979/1980.
(6) INFO 3, Produkte in CDI-Technik (prodotti in tecnologia CDI): Astronic, Monaco di Baviera
(7) Accumulatori ermetici al Nichel-Cadmio, serie di manuali Varta (VARTA Batterie AG, Bd. 9. Düsseldorf, VDI Verlag, 1978).

rattere meccanico, i meno graditi, si limitano alla costruzione delle staffe di sostegno della batteria ed alla foratura del pannello frontale. I pulsanti saranno avvitati ad un angolare di alluminio da 15 x 15 x 70 mm e quest'ultimo andrà incollato al pannello mediante un adesivo epossidico a due componenti: infatti le viti di fissaggio peggiorerebbero l' estetica. Le scritte sul pannello frontale si faranno con l'aiuto di caratteri trasferibili ricoperti poi con una lacca trasparente a spruzzo.

La *figura 3* mostra le piste del circuito stampato ed in *figura 4* si vede la disposizione dei componenti. Tutte le resistenze sono del tipo da 1/3 W, della serie E12. I condensatori potranno essere del tipo a strati MKH con passo di foratura di 7,5 mm; solo C3 è un condensatore al polistirolo. Per circuiti integrati, possono essere impiegati zoccoli ad eccezione del regolatore di tensione μA723, che dovrà essere saldato perchè altrimenti andrebbe a toccare i pulsanti. La *figura 5* mostra come eseguire il cablaggio dei pulsanti: sul lato componenti del circuito stampato sono previsti allo scopo dei contatti a saldare. I collegamenti tra la basetta ed il connettore saranno saldati sul lato rame del circuito stampato.

La messa a punto è semplicissima: a seconda delle necessità locali la durata dell'allarme verrà regolata con il potenziometro P2. La regolazione di P1 deve avvenire a batteria completamente carica. Si collega allo scopo un voltmetro ai capi di R3 e si regola P1 in modo da leggere una caduta di tensione di 0,33 V: la batteria sarà così caricata ad una corrente di 15 mA. ■

CONTROLLO DEL RITMO CARDIACO DURANTE IL "FOOTING"

Negli ultimi anni l'interesse per gli sport da praticare durante il tempo libero è fortemente aumentato. Si diffonde sempre di più la corsa, detta, con un neologismo americano "footing". Per i principianti è comunque difficile determinare quali siano le prestazioni che è possibile richiedere al loro fisico: spesso infatti sono portati a sovraffaticarsi, con conseguenze negative all'organismo.

Compito di questo apparecchietto è di evitare che i principianti oltrepassino i limiti di affaticamento e di permettere loro, una volta ben allenati, di raggiungere in breve il massimo rendimento.

Principi di medicina sportiva

Un costante allenamento rappresenta il modo migliore di raggiungere la perfetta forma fisica in tutte le attività sportive: esso aumenta gradualmente le prestazioni del cuore, della circolazione e del respiro. Tra le pratiche sportive non saltuarie, la corsa assume una posizione di preminenza, perchè si basa sul sistema fondamentale di locomozione dell'uomo.

Il principiante è spesso portato alla sopravvalutazione di sè stesso e delle proprie possibilità fisiche. L'affaticamento può essere misurato, valutandone l'entità e magari l'eccesso, contando le pulsazioni del polso o del cuore durante un minuto. L'intensità di allenamento dovrebbe essere regolata in modo da mantenersi al 70% della massima capacità di assimilazione di ossigeno. Ciò avviene per lo più ad una frequenza di pulsazione calcolata empiricamente sottraendo l'età da 180 (1).

Coloro che sono già avanti con l'allenamento alla corsa, si trovano di solito davanti a due possibilità: la corsa continua e quella ad intervalli.

La definizione "corsa continua" significa che il ritmo del passo di corsa potrà essere piu o meno veloce, ma pressoché costante nell'intero tratto. La frequenza del polso deve rimanere tra 120 e 130 pulsazioni al minuto. Questo tipo di corsa ha il vantaggio che lo sportivo fruisce di un ottimo esercizio senza il pericolo di eccedere e di arrivare a condizioni di superallenamento. Lo svantaggio è che la resistenza all'affaticamento aumenterà in maniera evidente solo dopo un tempo relativamente lungo.

La "corsa ad intervalli" sarà opportuna solo per il corridore che si ponga mete di allenamento superiori. Il suo scopo è il miglioramento della resistenza generale e di quella muscolare in particolare, della velocità ed in piccola misura anche della forza (2). Nella fase di massima sollecitazione, la frequen-

Fig. 1 - Schema completo del contatore di pulsazioni.Gli stadi d'ingresso sono montati su una basetta separata.

za del polso sale anche a valori massimi di 180 (!). Se si raggiunge questo limite, occorre prendersi un piccolo riposo e, prima della successiva corsa, la frequenza del polso deve scendere a 120......130 al minuto (3). Poichè queste pause della corsa si ripetono molto spesso, si parla in questo caso di "allenamento ad intervalli".

Come funziona l'apparecchio

Lo sportivo non può evidentemente mantenere un costante controllo della propria frequenza cardiaca durante una corsa. L'apparecchio che ora descriveremo si assume questo compito senza impegnare l'attenzione dell'atleta. Una cintura elastica portaelettrodi avvolta intorno al petto permette di rilevare la frequenza cardiaca; l'apparecchio che elabora i relativi dati viene portato appeso al collo mediante un cordoncino oppure lo si fissa agli abiti con una pinza. Due commutatori a scatti servono a predisporre una certa "banda" di frequenze della pulsazione. Il pulsante contrassegnato da "+" predispone la frequenza superiore e quello contrassegnato da "—" predispone il limite inferiore della banda. Se l'effettiva frequenza della pulsazione rimane entro i limiti prefissati, l'apparecchio se ne sta tranquillo, se i limiti vengono valicati suona un segnale acustico.

Spieghiamo per esempio come predisporre i limiti nel caso dell'allenamento ad intervalli. Prima di iniziare a correre, il limite "+" deve essere di 180, ed il limite "—" 120. Si accende poi l'apparecchio con l'interruttore a levetta. Il corridore indossa la cintura in modo che l'elettrodo negativo si trovi dalla parte del cuore; la posizione degli elettrodi dovrà essere cambiata fino ad udire chiaramente il suono pulsante che riproduce il battito cardiaco. Quando si parte per la corsa, dopo qualche tempo, il suono che indica la frequenza più bassa del limite inferiore scompare: da questo momento l'allenamento comincia a diventare efficace. Quando la pulsazione raggiunge il limite superiore di 180/min l'avvisatore suona nuovamente. Il corridore si prende una pausa di riposo, la frequenza cardiaca si abbassa al di sotto del limite di 180/min e l'allarme cessa. Il corridore dovrà restare fermo finchè la pulsazione si abbassa a 120/min (limite inferiore) e l'allarme venga nuovamente inserito: da questo istante la corsa potrà ricominciare.

Chi preferisce la corsa continuata dovrà posizionare "+" su "130" e "—" su "120": se questa banda di frequenze viene oltrepassata sia in meno che in più (cioè se l'allarme suona), il corridore dovrà, a seconda delle circostanze, accelerare o rallentare l'andatura.

Il principiante deve tenere d'occhio solo il limite superiore, per cui dovrà posizionare il commutatore "—" su "90" ed il commutatore "+" sul valore "180 meno l'età". Le frequenze inferiori a 90 non interessano e non verranno quasi mai raggiunte, per cui l'allarme inferiore suonerà solo in casi eccezionali. Le frequenze di pulsazione regolabili tra "90" e "200" permettono allo sportivo esperto di autodeterminare i limiti delle proprie prestazioni.

Realizzazione pratica

Durante l'attività cardiaca si formano deboli tensioni elettriche che verranno poi utilizzate per il prelievo della frequenza di pulsazione. Poichè queste

tensioni sono più elevate in prossimità del cuore, il prelievo dovrà essere effettuato mediante una cintura applicata al petto. Gli elettrodi esterni sono collegati con l'ingresso di un amplificatore differenziale (gli amplificatori operazionali A e B). L'elettrodo centrale è collegato ad un punto di zero fittizio del potenziale, come si può osservare sulla *figura 1*.

Il guadagno dell'amplificatore differenziale è pari a 10 ed un altro amplificatore differenziale (D) amplifica ancora il segnale di un fattore 100. Mediante il successivo multivibratore monostabile (C) si ottiene un impulso di uscita ben definito per ogni battito cardiaco. Il tempo di commutazione, determinato dai componenti R13 e C5, è di circa 220 ms. I due integrati che seguono sono i componenti più importanti del circuito: essi infatti "riconoscono" l'avvenuto sorpasso dei limiti di frequenza prefissati. Insieme ai due invertitori di IC4 ed ai transistori T1....T4 essi formano due multivibratori monostabili con avviamento ripetitivo, collegati in cascata. Il loro tempo di aggancio dipende dai condensatori CX1 e rispettivamente CX2 e dai valori delle resistenze che variano a seconda della posizione del commutatore. Il principio del loro funzionamento verrà ulteriormente chiarito in seguito.

Fig. 2 - Come funzionano i multivibratori monostabili ad avviamento ripetuto: a) rappresentazione schematica del circuito; b) andamento del segnale rispetto al tempo, entro i limiti predisposti della frequenza di pulsazione cardiaca; c) comportamento del segnale al superamento del limite superiore; d) il segnale ha una frequenza inferiore al limite minimo.

All'uscita di IC3 (piedino 3) si trova un altro monostabile formato da due invertitori. Se l'uscita assume il valore di +5 V, il diodo D7 si interdice ed il multivibratore astabile formato da due invertitori inizia ad oscillare. Tramite l'inseguitore di emettitore T5 viene pilotata una capsula microfonica elettrodinamica di media impedenza. Questa emette un segnale quando l'uscita di IC3 va al livello di 0 V, ed i brevissimi impulsi negativi verranno prolungati ad opera di un ritardatore.

Torniamo ora al funzionamento del monostabile ad avviamento ripetitivo (*figura 2*). La *figura 2a* mostra i monostabili (che d'ora in poi abbrevieremo in MS) in rappresentazione schematica. Se il tempo di tenuta t1 del primo MS è di 1,5 s, quello del secondo deve essere di 2,5 s (questi tempi sono scelti arbitrariamente e sono riportati solo come esempio). In *figura 2b* si può scorgere l'andamento del segnale rispetto al tempo nei punti E, A1 ed A2. In questo esempio, la frequenza d'ingresso E si trova nei limiti predisposti. La tensione A1 aumenta con il crescere della frequenza E dal livello logico "0" al livello "1" e torna a commutare allo stato originale dopo trascorso il tempo del monostabile. Dato che MF2 viene nuovamente avviato prima che scada il tempo di ritardo (linee punteggiate), essa non tornerà mai allo stato di riposo: l'uscita rimarrà al livello "1".

La *figura 2c* illustra il caso di superamento del limite superiore, ossia la frequenza E è troppo elevata. Ora MF1 viene regolarmente riavviato e la tensione di uscita A1 si mantiene costante al livello "1". Il successivo monostabile è avviato una sola volta, ed una volta trascorso il tempo t2 la sua uscita passa al livello "0". A questo punto viene attivato l'allarme (suono continuo).

La *figura 2d* mostra cosa avviene quando la frequenza d'ingresso E è troppo bassa. Durante il lungo intervallo tra gli impulsi di E, MF2 torna allo stato di riposo quando sia trascorso il tempo per il quale è stato predisposto. I fronti di commutazione negativi provocano una nota di allarme pulsante. Ed ecco perchè il generatore acustico è pilotato da un monostabile: dato che gli impulsi di A2 sono troppo brevi (solo alcuni millisecondi), il suono non sarebbe percepibile se il monostabile non ne prolungasse la durata.

Caratteristiche dei componenti

Il vantaggio di questo apparecchio è di non richiedere taratura ma lo scotto da pagare è che i valori di CX1 e di CX2 devono essere molto precisi (220 nF). Utilizzando condensatori di tipo commerciale con tolleranza del 10%, potrebbe darsi che una frequenza predisposta su "200" abbia un valore effettivo qualsiasi, compreso tra 180 e 220/min. Naturalmente, questo renderebbe assurda la suddivisione dei quadranti in decine di cicli. Si dovranno pertanto montare condensatori di adatta precisione, oppure tararne il valore con il collegamento in parallelo di capacità di correzione, in modo da approssimarsi il più possibile al valore

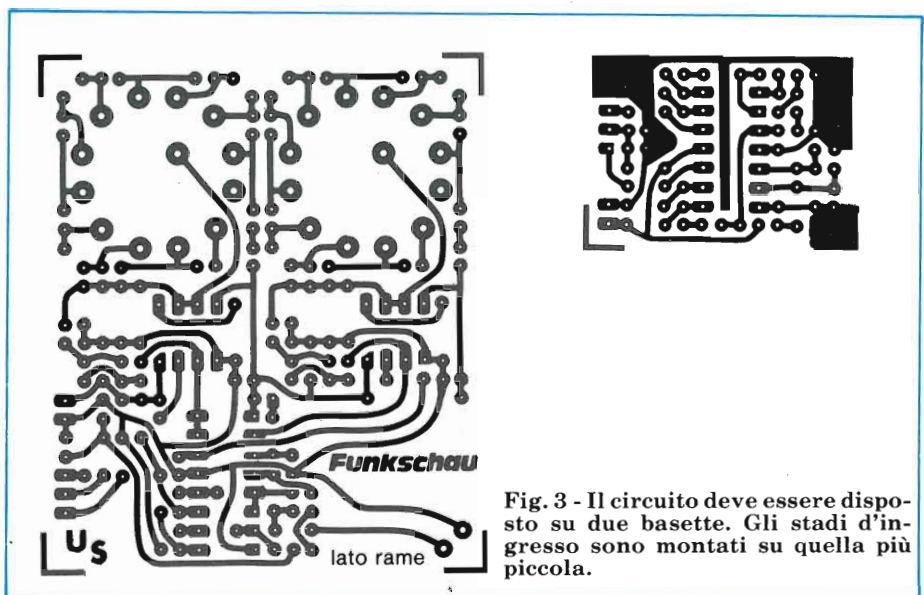



Fig. 3 - Il circuito deve essere disposto su due basette. Gli stadi d'ingresso sono montati su quella più piccola.

Fig. 4 - Disposizione dei componenti sui due circuiti stampati. Per risparmiare spazio, seguire le istruzioni indicate nel testo.

teorico.

L'ultima raccomandazione riguarda il circuito stampato (*figura 3*). Le resistenze R17......R28 ed R31.....R42 dovrebbero essere del tipo a film metallico all'1%. In questo modo la precisione della frequenza di pulsazione dipenderà quasi esclusivamente dai condensatori. Il volume del segnale acustico dipende dall'impedenza della capsula scelta e dal valore di R47, che potrà eventualmente essere variato: bisogna però stare attenti in quanto, aumentando il volume, aumenterà anche la corrente assorbita. In assenza di segnale, quest'ultima si mantiene sui 5 mA circa. Per l'alimentazione basterà una batteria a 9 V del tipo per radio a transistori. In *figura 4* si vede come si devono montare i componenti sui due circuiti stampati.

Bibliografia

(1) *Peter Konopka*: Tips fuer Heimtraining (Consigli per l'allenamento in casa) - Wohnen heute, No 12/1.

(2) *Hannes Schobert*: Sportmedizin (Medicina sportiva) - Fischer Taschenbuch 6372, Frankfurt a.M., 1977.

(3) *Franz Woellzenmueller*: Richtig Jogging, Dauerlaufen (Il modo giusto di fare Jogging, la corsa lunga) - BLV-Verlagsgesellschaft, Monaco di Baviera, 1979.

Consigli per la costruzione

Poichè il progettista si è proposto di inserire l'apparecchio in un piccolo astuccio con alimentazione autonoma, per ridurre l'ingombro il circuito ha dovuto essere suddiviso tra due basette stampate. La basetta degli stadi d'ingresso con IC1 sarà disposta sopra i componenti della basetta principale. I punti di collegamento si sovrappongono esattamente ed andranno collegati mediante ponticelli di filo. I circuiti integrati potranno essere inseriti su zoccoli, ma gli altri componenti dovranno essere scelti e montati in modo da mantenere un profilo più basso possibile, specialmente dove le basette si sovrappongono. Sempre per motivi di ingombro, si useranno condensatori elettrolitici al tantalio. Come interruttore generale verrà impiegato uno a levetta di tipo miniaturizzato che troverà posto nel comparto della batteria. Il collegamento alla cintura portaelettrodi avviene mediante un connettore tripolare. La presa viene incollata in posizione coricata sulla basetta principale; non sarà necessario che un cavo schermato. In tabella si vede quali siano i componenti che richiedono una particolare attenzione.

La cintura portaelettrodi è formata da un nastro elastico largo circa 6 cm (da acquistare in una merceria); la lunghezza dipende dalla misura del torace del corridore. Il nastro deve aderire bene alla pelle. I tre elettrodi sono formati da piccole rondelle di rame montate una accanto all'altra (circa 2 cm). La distanza tra le coppie di elettrodi deve essere di circa 5 cm (la misura si prende con l'elastico non tirato). Posteriormente alle rondelle di rame si devono saldare delle piccole viti (M2). Si potranno così avvitare gli elettrodi alla cintura elastica mediante dadi avvitati posteriormente. I cavi di connessione dovranno essere saldati ad appositi terminali ad occhiello.

Poichè il circuito reagisce immediatamente alle momentanee assenze di impulsi, la costruzione della cintura portaelettrodi richiederà un certo tempo e molta precisione onde evitare falsi contatti: dall'accuratezza della sua costruzione dipenderà il buon funzionamento dell'intero circuito. ■

Tabella dei componenti speciali

Astuccio: Dimensioni: 102 x 60 x 16 mm (per esempio il tipo "1302" in ABS)
Connettore: Micro-Modul tipo "P25/3"
ICM 7555 IPA
Capsula microfonica: Dimensioni massime = 2,1 cm. altezza = 1,8 cm.

AZIONAMENTO AD IMPULSI VARIABILI IN AMPIEZZA PER TRENINI

di Michael Scholtz

Due sono le possibilità per variare la velocità dei motori a corrente continua: regolare la tensione di alimentazione oppure applicare quest'ultima in forma di impulsi di durata variabile. Il secondo sistema ha alcuni evidenti vantaggi: le perdite sono scarse ed il motore può mantenere una elevata coppia anche a bassi regimi di velocità.

Nei modelli dei treni, il sistema di comando mediante impulsi a larghezza variabile è pienamente giustificato, dato che esso può essere applicato a rotaie alimentate sia in continua che in alternata.

Il circuito che presentiamo è adatto allo scopo ed è formato dai seguenti gruppi funzionali:

- Generatore di clock con rapporto d'impulso variabile (velocità di corsa)
- Sezione di potenza (alimentazione e transistor di commutazione)
- Circuito di protezione contro il sovraccarico con soglia d'intervento variabile.
- Controllo della tensione di corsa, che rileva se il treno viaggia oppure è fermo.
- Circuito dell'inversione di marcia. L'inversione della direzione di marcia sarà possibile soltanto quando il circuito di rilevamento dello stato di moto darà il consenso. La costruzione del gruppo differisce a seconda si tratti di corrente continua oppure alternata.

Le *figure 1* e *2* mostrano il circuito della versione a corrente continua e quello a corrente alternata, entrambi composti dalle medesime unità funzionali.

Un flip flop come generatore di clock

Il generatore di clock è realizzato con un circuito integrato CMOS tipo 4528: metà di esso funziona da multivibratore astabile e l'altra metà da monostabile. Il multivibratore astabile genera una tensione ad onda quadra con un rapporto tra impulso e pausa molto elevato. Il tempo durante il quale l'uscita Q (piedino 6 di IC2) è commutata a zero è determinato dal tempo di ciclo del monostabile, in quanto si ha una reazione dell'uscita Q (7) sull'ingresso A (4).

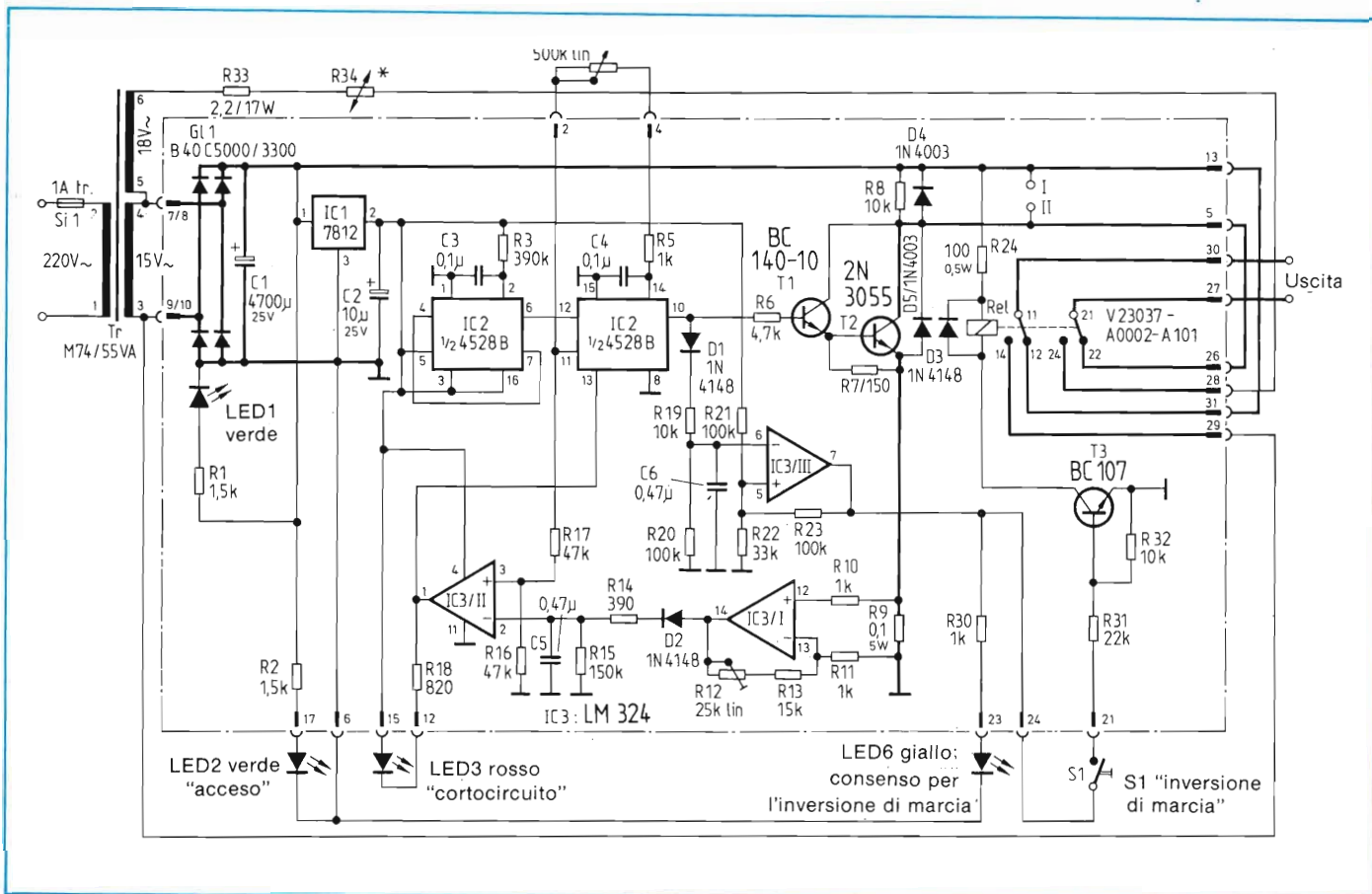



Fig. 1 - Versione a corrente continua del sistema di regolazione di velocità ad impulsi per trenini elettrici.

Gli accorgimenti circuitali descritti garantiscono la sicurezza di oscillazione del multivibratore. La frequenza è determinata dal condensatore C3 e dalla resistenza R3 ed ha un valore di circa 30 Hz; in tal modo è anche garantito un movimento della locomotiva privo di scosse e si evita pure che le armoniche superiori possano disturbare la ricezione radiofonica, come quasi certamente avverrebbe se la frequenza fosse più alta.

Un flip flop monostabile è collegato all'uscita del generatore di clock: la durata dell'impulso è regolabile mediante il potenziometro R4. Con il minimo rapporto tra impulso e pausa (circa il 2 %), si hanno degli impulsi molto stretti che non permettono ancora il movimento della locomotiva. La durata massima degli impulsi dipende dal massimo valore che può raggiungere la resistenza del potenziometro, che dovrà essere adeguata alla frequenza di clock.

Se risulta impossibile raggiungere il rapporto impulso/pausa del 100 % alla massima resistenza del potenziometro R4, occorrerà diminuire il valore di R3; se invece il valore massimo è raggiunto prima del finecorsa, il valore di R3 dovrà essere aumentato.

Sezione di potenza a 2 A

La sezione di potenza è prevista per un'erogazione continuata di 2 A (rapporto impulso/pausa del 100 %). Il dimensionamento è quindi sufficiente anche per le locomotive più potenti del proprio "parco rotabile". L'alimentatore è composto da un trasformatore con nucleo M 74 la cui tensione d'uscita è raddrizzata da Gl1 e filtrata da C1.

La tensione d'uscita al rapporto del 100% corrisponde alla tensione ai capi del condensatore elettrolitico C1: si dovrà perciò adattare la tensione secondaria del trasformatore alle caratteristiche di alimentazione di ciascun sistema ferroviario in miniatura (fornite dal costruttore). I dati di avvolgimento della tabella 1 sono validi per una tensione di 16 V ed una corrente efficace di 1 A (circa 18 V nel funzionamento a vuoto). Nei sistemi previsti per tensioni di alimentazione diverse, occorrerà cambiare nel giusto rapporto il numero di spire dell'avvolgimento secondario.

I sistemi alimentati in corrente alternata (per esempio Märklin) necessitano di un altro avvolgimento sul trasformatore; esso serve ad eccitare il relè di inversione di marcia contenuto nella locomotiva.

L'alimentazione dei circuiti interni del regolatore di velocità avviene tramite un regolatore di tensione da 12 V (IC1). Lo stadio Darlington, formato da un BC 140 e da un 2N 3055, serve alla regolazione della velocità; si tratta di transistori che devono funzionare in commutazione e perciò il dissipatore termico del 2N 3055 è perfettamente sufficiente, anche se ha dimensioni piuttosto ridotte.

Il circuito di protezione evita qualsiasi danno

Una tensione proporzionale alla corrente assorbita dal carico è prelevata ai capi della resistenza R9 e quindi amplificata dall'operazionale IC3/I. Gli impulsi d'uscita sono sottoposti ad integrazione e poi applicati al comparatore IC3/II, che esegue il confronto con una tensione fissa di riferimento. La corrente massima permessa potrà essere prestabilita tra 1,3 e 3,3 A regolando il guadagno di IC3/I; tale corrente massima si intende erogata al massimo rapporto impulso/pausa.

Quando viene superato il valore di soglia, il comparatore blocca il monostabile agendo sull'ingresso di reset

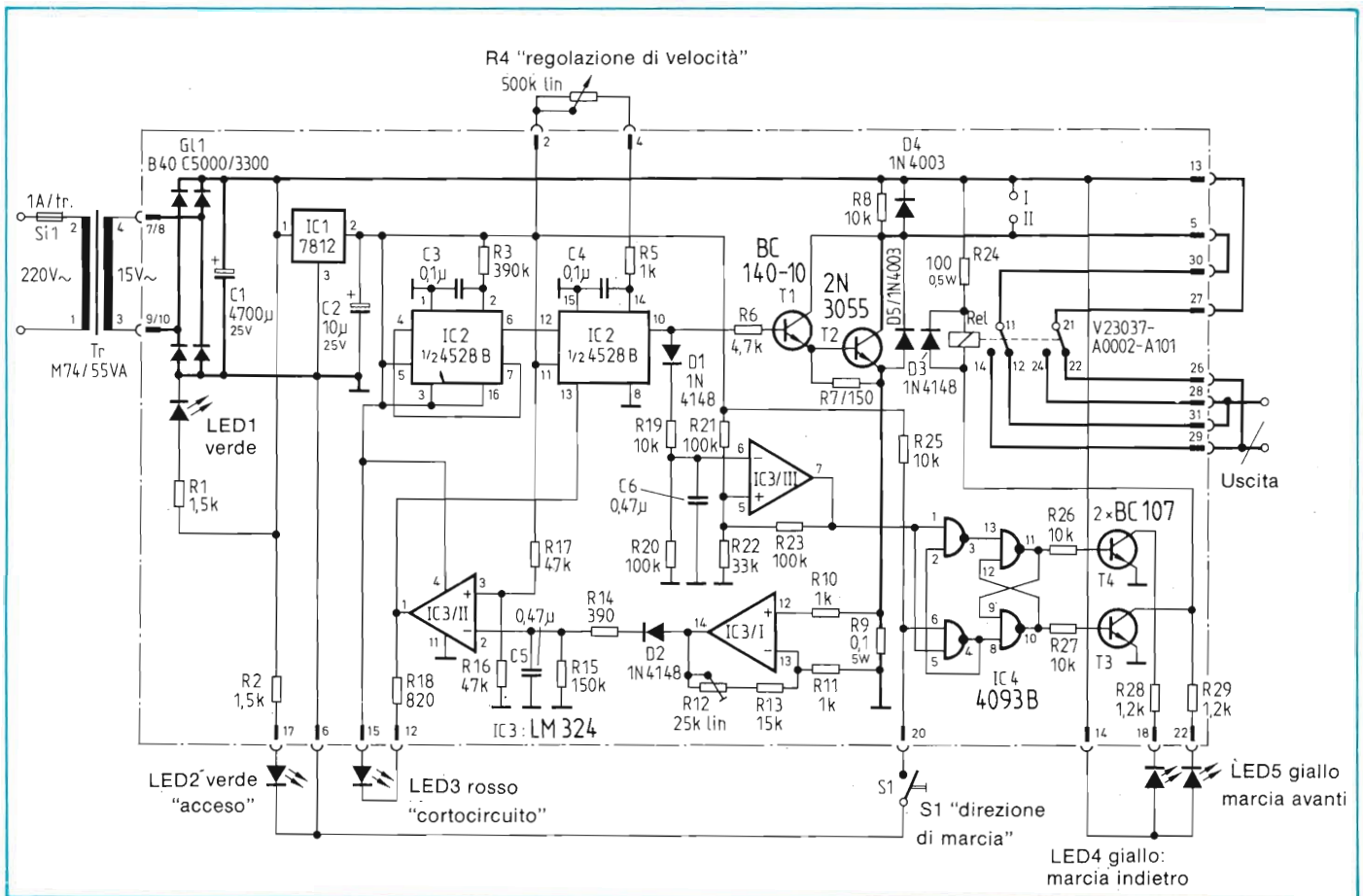
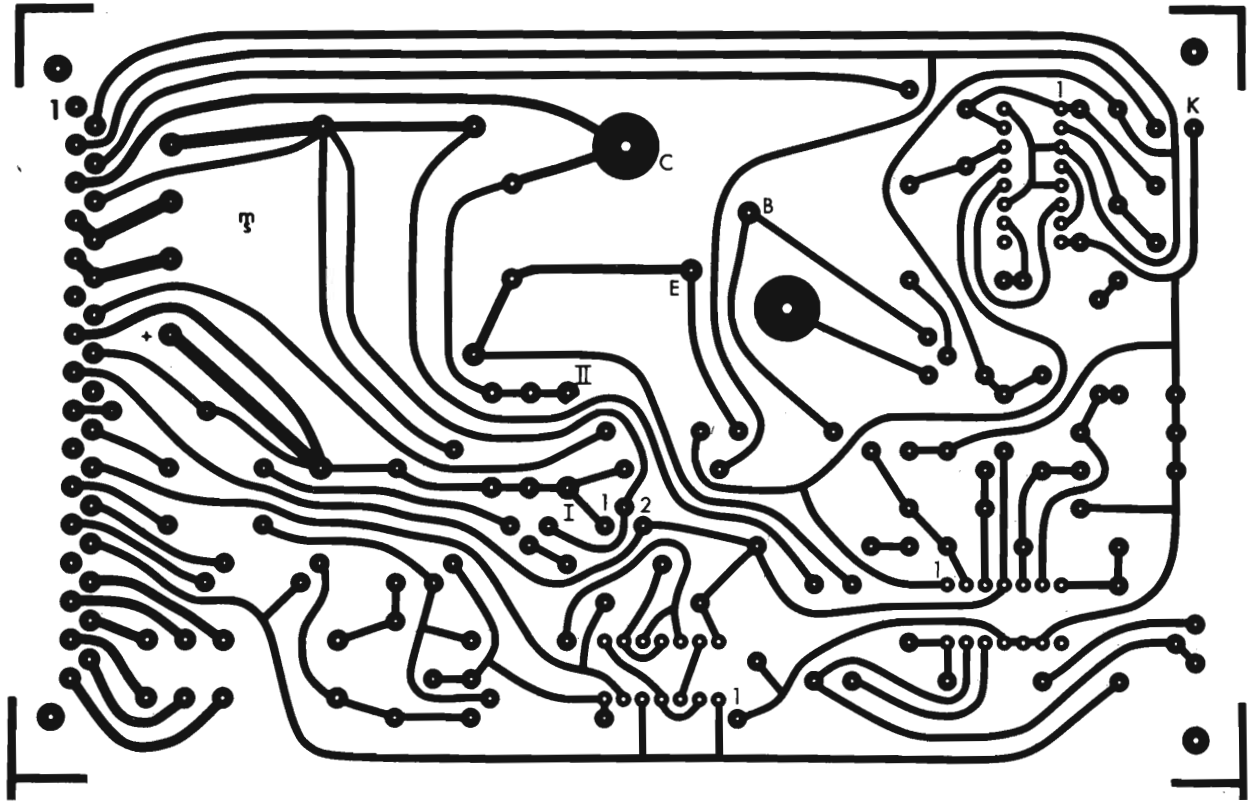
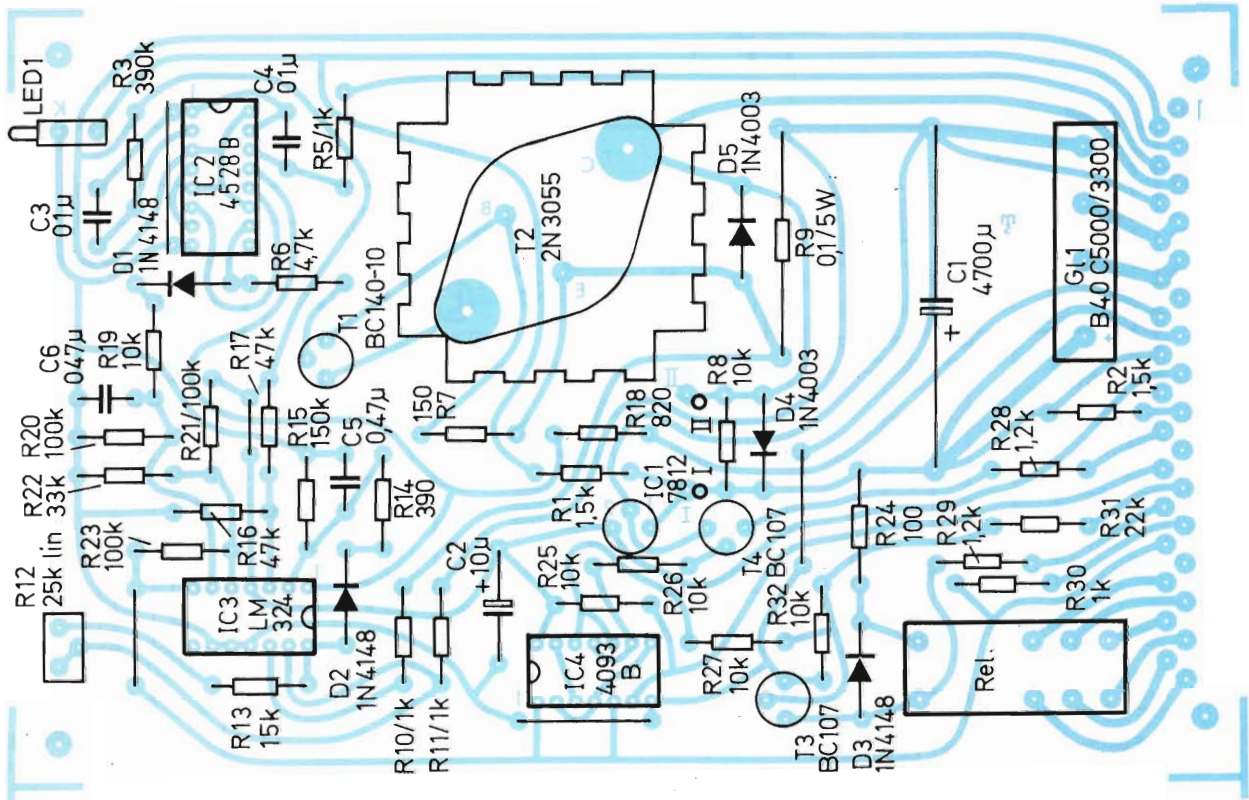



Fig. 2 - Sistema di regolazione della velocità ad impulsi per modelli alimentati in corrente alternata. I numeri delle connessioni esterne corrispondono a quelli del connettore a 31 contatti del circuito stampato.

per la durata di un impulso. Se il sovraccarico permane, il blocco durerà anche per i successivi impulsi. Se il sovraccarico od il cortocircuito vengono eliminati, riprende il funzionamento normale. Il diodo LED 3 segnala una situazione di carico eccessivo perchè, in caso di cortocircuito, è alimentato dagli impulsi ad onda quadra provenienti dal comparatore IC3/II.

La regolazione del circuito di protezione deve tener conto del fatto che la locomotiva in marcia lenta assorbe una corrente solo di poco inferiore a quella assorbita alla massima velocità, quindi il valore di soglia deve essere scelto in base a quest'ultimo dato. Il distacco dell'alimentazione è molto veloce (circa 0,25 ms) e perciò, in caso di cortocircuito, non ci saranno bruciature ai contatti tra ruote e binario. Un sovraccarico prolungato non causerà danni perchè il circuito si limiterà in tal caso ad erogare gli impulsi di durata minima.

L'inversione di marcia è possibile solo se il treno è fermo

Il rilievo della tensione di binario serve ad evitare l'inversione della direzione di marcia quando il treno è in moto. A questo scopo, gli impulsi del monostabile IC2 vengono integrati e mandati al comparatore IC3/III. Se la durata degli impulsi diminuisce al di sotto di un valore prestabilito, l'uscita del comparatore commuta al potenziale positivo.

L'inversione di marcia dei treni a corrente continua può avvenire mediante il relè Rel con i contatti collegati secondo lo schema di un invertitore bipolare (vedi *figura 1*). Il relè è pilotato da un flip flop statico tipo D, realizzato con le porte logiche NAND di un trigger di Schmitt CMOS tipo 4093. Il comando dell'inversione di marcia avviene mediante il commutatore S1 e verrà inoltrato solo quando il controllo della tensione di binario avrà dato il consenso, ossia quando il treno è fermo.

Se S1 è azionato con il treno in marcia, la direzione si invertirà solo dopo la successiva fermata. L'indicazione avviene mediante i diodi LED 4 e 5.

Nella versione in corrente alternata, si manda sul binario un impulso di sovratensione (30 V nel funzionamento a vuoto) proveniente dal relè: questo avviene alla pressione del pulsante S1, e solo se il comparatore IC3/III ha dato il consenso.

Nei modelli ferroviari di tipo non molto evoluto, potrà alle volte accadere che i contatti del relè mandino i binari in cortocircuito: in questo caso occorrerà prevedere un sistema di protezione del trasformatore disposto nel circuito della sovratensione di comando. Il sistema di protezione consisterà in una resistenza ad elevata dissipazione del valore di 2,2 Ω (R33) che limiterà il valore istantaneo della corrente di cortocircuito, ed in una resistenza PTC R34 (resistenza a coefficiente di temperatura positivo No 2322 664 91002 della Philips). La limitazione della corrente a circa 150 mA avviene entro 1....2 s.

Consigli per la costruzione

Nella costruzione del prototipo si è creduto opportuno mantenere la parte di comando e servizio (LED, commutatore e potenziometro) separata dal resto del circuito. I comandi sono stati riuniti in un piccolo astuccio di plastica da tenere in una mano (55 x 85 x 35 mm). Il collegamento con il circuito principale avviene tramite un cavo multipolare a 10 conduttori lungo due metri; il circuito principale potrà essere montato sotto il plastico del treno.

Il LED1 e la relativa resistenza R1 potranno essere montati, volendo, per segnalare l'accensione dell'apparecchio, che d'altronde viene indicata anche dal LED2.

Il trasformatore di alimentazione deve essere oggetto di particolare attenzione e, per motivi di sicurezza, deve essere disposto in un comparto isolato; deve essere anche costruito secondo le norme di sicurezza vigenti.

Il circuito stampato di *figura 3* permette di costruire con molta facilità il gruppo di regolazione: sulla basetta trovano posto i componenti racchiusi entro la linea tratteggiata degli schemi di figura 1 e 2. I collegamenti ai componenti esterni si eseguono osservando la numerazione del connettore a 31 contatti. La *figura 4* mostra come deve avvenire il montaggio dei componenti sul circuito stampato.

Tabella degli avvolgimenti del trasformatore

Nucleo	M74
Potenza	55 VA
Avvolgimento 1-2 (primario)	1165 spire
filo rame smaltato diametro 0,35 mm	
Avvolgimento 3-4 (secondario)	78 spire
filo rame smaltato diametro 1,2 mm	
Avvolgimento 5-6 (secondario)	92 spire
filo rame smaltato diametro 0,85 mm	

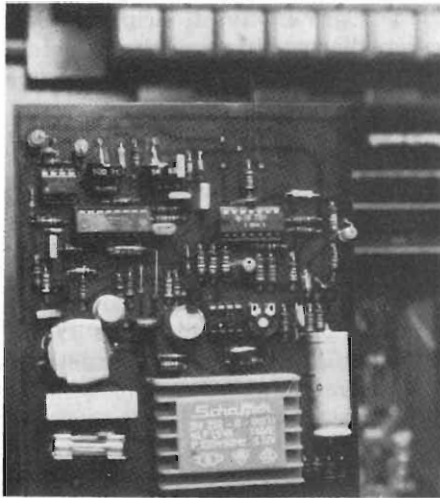
Bisogna anche ricordare che, dopo un corto circuito, la commutazione potrà avvenire nuovamente solo dopo una trentina di secondi: tanti infatti ne impiega la resistenza PTC a raffreddarsi. ■

MODEM PER TRASMISSIONE DATI SU RETE A 220 V

dell'Ing.dipl. Jürgen Bartels

Sovente si presenta la necessità di collegare tra di loro piccoli computer installati in luoghi differenti. Questa esigenza può essere soddisfatta con la massima facilità, senza ricorrere a collegamenti a filo, inviando onde convogliate sulla rete elettrica. La presa della rete servirà in questo caso sia per alimentare ciascun terminale sia come "input dati".

La trasmissione di dati tramite la rete elettrica è soggetta a restrizioni legali, come del resto tutti i tipi di comunicazione, ma per l'impianto che presentiamo non sarà necessario chiedere permessi od autorizzazioni perchè è studiato in modo da non causare interferenze.

Come tutti sanno, la rete di distribuzione dell'energia elettrica è tutt'altro che priva di disturbi e, nonostante tutte le precauzioni prese dall'ENEL, la rete

Modem per trasmissione dati.

domestica a 220 V è fortemente inquinata da segnali ad impulsi.

Questo sistema di trasmissione dati sarà perciò utilizzabile solo nel caso in cui i disturbi in rete non siano eccessivi, per esempio negli impianti residenziali.

Ogni computer dovrà essere munito di un'interfaccia seriale capace di operare in modo asincrono, cioè con bit di partenza e di arresto. Il componente da impiegare allo scopo si chiama UART (Universal Asyncronous Receiver-/Transmitter = ricetrasmettitore universale asincrono).

Trasmissione mediante spostamento di frequenza (FSK)

Il Modem utilizza i dati provenienti dall'interfaccia seriale per far variare la frequenza di un oscillatore; l'alta frequenza raggiunge uno stadio finale dal quale passa ad un trasformatore, il cui avvolgimento secondario è collegato alla rete (*figura 1*). All'estremità opposta del conduttore di rete si trova un circuito analogo con funzione di ricevitore, e stadio finale staccato. L'alta frequenza raggiunge, tramite il trasformatore, un filtro attivo e da questo perviene ad un PLL che provvede a recuperare il segnale digitale. Successivamente ci sono: un circuito che sopprime per quanto possibile i disturbi ed uno stadio che porta i segnali al livello TTL.

La frequenza di trasmissione si trova al di sotto della banda delle onde lunghe

Il circuito deve essere progettato in modo da produrre un segnale in alta frequenza con minima distorsione (piccolo contenuto di armoniche) e ciò per non disturbare le altre bande radio. Le frequenze impiegate sono di 142 e 145 kHz, ossia inferiori a quelle delle onde lunghe della radiodiffusione. La prima armonica si troverà pertanto alla fine della banda delle onde lunghe, la seconda cadrà al di fuori di qualunque banda e le successive armoniche si troveranno invece nelle bande delle onde medie. Con un circuito ben sintonizzato esse sono però talmente deboli da essere "soppresse" anche da ricevitori di media sensibilità.

L'alta frequenza è prodotta da un oscillatore di Wien, e T1 esegue la commutazione tra i due valori della frequenza (*figura 2*). La commutazione, in oscillatori di questo tipo, è critica perchè l'ampiezza d'uscita varia fortemente e le oscillazioni possono "perdere il passo". Per evitare l'inconveniente c'è T2 che serve a regolare la controreazione. La costante di tempo del circuito di regolazione è scelta in modo da adattarsi a questa particolare situazione. Lo stadio finale T4 è pilotato tramite un partitore di tensione e risulta inattivo quando T3 è in conduzione. Il circuito accordato risulterà pertanto collegato al collettore di T4 ed avrà un'impedenza elevata, per cui al ricevitore sarà garantita la massima sensibilità.

La tensione d'uscita dello stadio finale è regolabile: viene aumentata mediante C3 e diminuita mediante C2. Nei casi normali i due condensatori non servono, e perciò sono stati disegnati tratteggiati; all'occorrenza se ne determinerà il valore per tentativi.

Fig. 1 - Schema funzionale del Modem per la trasmissione dei dati tramite la rete elettrica.

Attenzione alla tensione di rete!

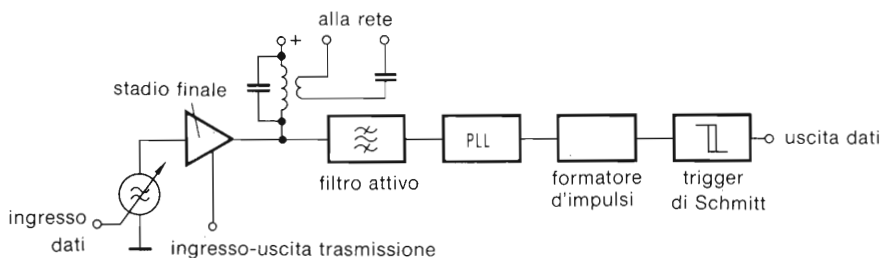
Il trasformatore deve essere costruito con molta attenzione perchè separa la rete dal circuito elettronico. L'avvolgimento primario N1 è formato da filo di rame smaltato, mentre per N2 si deve impiegare della trecciola ben isolata, del tipo a tensione di rete: basteranno due sole spire. Se l'avvolgimento si fa su un rocchetto a tre sezioni, quella centrale deve restare vuota; il nucleo è del tipo ad olla con perno di regolazione.

Collegamento alla rete tramite condensatore a norme VDE

In serie ad N2 c'è un condensatore da 0,22 μF, che deve essere collaudato a norme VDE (VDE 560, parte seconda) con isolamento in classe X. La rigidità dielettrica deve essere di 250 V c.a.: un tipo adatto è il PMKT 330 della Philips. Nonostante la presenza del condensatore di sicurezza, occorre anche un fusibile da 0,032 A a ritardo medio (M). L'accoppiamento alla rete avviene tramite un'impedenza molto bassa (circa 5 Ω), per cui i condensatori antidisturbo non saranno in grado di cortocircuitare completamente l'alta frequenza.

La sezione ricevente inizia con il filtro attivo, la cui tensione d'ingresso è dapprima abbassata e poi limitata da due diodi in modo da non superare l'ampiezza ammissibile. Il segnale amplificato raggiunge poi il circuito integrato PLL tipo 4046. La tensione d'uscita V_{ss} del PLL è di circa 1 V. Il segnale subisce una seconda limitazione d'ampiezza e poi è fatto passare attraverso un filtro passa-basso, il quale, grazie alle costanti di tempo dei filtri ad anello sopprime del tutto i disturbi impulsivi. Il successivo comparatore provvede a fornire un segnale d'uscita a livello TTL.

Il PLL è collegato in modo che la tensione d'uscita va a zero ogniqualvolta manca l'alta frequenza oppure quando si riceve la frequenza inferiore. Il successivo UART resterà perciò pronto alla ricezione in caso di mancanza di alta frequenza oppure alla ricezione del segnale di fine messaggio. Se arriva una frequenza di disturbo più alta di quella di trasmissione, il comparatore K2 evita un segnale spurio in quanto la sua uscita rimane al livello zero. K3 riporta la fase al suo valore originale.

Il circuito può essere realizzato su un circuito stampato come quello di *figura 3*; basterà impiegare componenti aventi le caratteristiche indicate: il condensatore di accoppiamento alla rete deve

Ü1: AL 400 18Ø ×14,
N1 = 24 spire filo rame smalt. diam. 0,25
N2 = 2 spire filo di rete isolato
alimentazione 220 V c.a./6,5 mA
K1... K4: LM 339
* resistenza a film metallico e condensatore al polistirolo

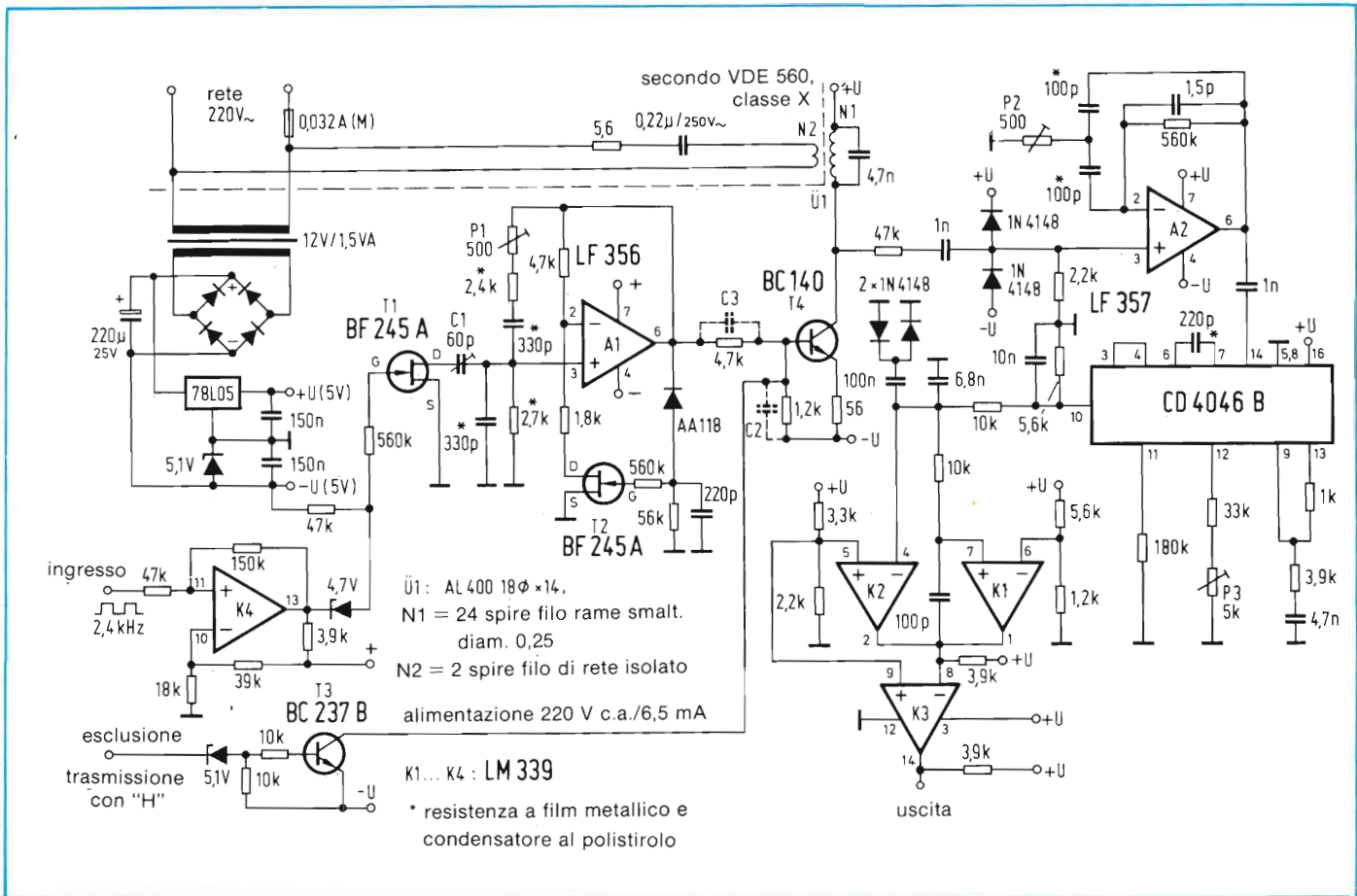



Fig. 2 - Schema elettrico del Modem. Nella costruzione dei trasformatori di accoppiamento alla rete occorre tenere presenti le precauzioni illustrate nel testo.

essere, come già detto, di un tipo approvato VDE; un condensatore a 400 V nominali, senza approvazione, non serve in questo caso! Per garantire un funzionamento sicuro, i componenti contrassegnati da un asterisco in *figura 4*, dovranno essere resistenze a strato metallico e condensatori al polistirolo.

Taratura con frequenzimetro e oscilloscopio

Il primo passo consiste nel tarare la frequenza di trasmissione. Allo scopo si collegano a massa i terminali "ingresso" ed "esclusione trasmissione". Si collega poi un frequenzimetro digitale al collettore di T4. Si regola con P1 la frequenza dell'oscillatore sull'esatto valore di 145 kHz. Si collega ora il contatto "ingresso" alla tensione di +5 V e si regola la frequenza a 142 kHz, mediante C1. Il trasformatore viene tarato per il massimo livello.

Per la taratura del ricevitore occorreranno due Modem, che ora comunicheranno tramite la rete. Per evitare ampiezze eccessive del segnale, non si dovrà usare la medesima presa di rete per

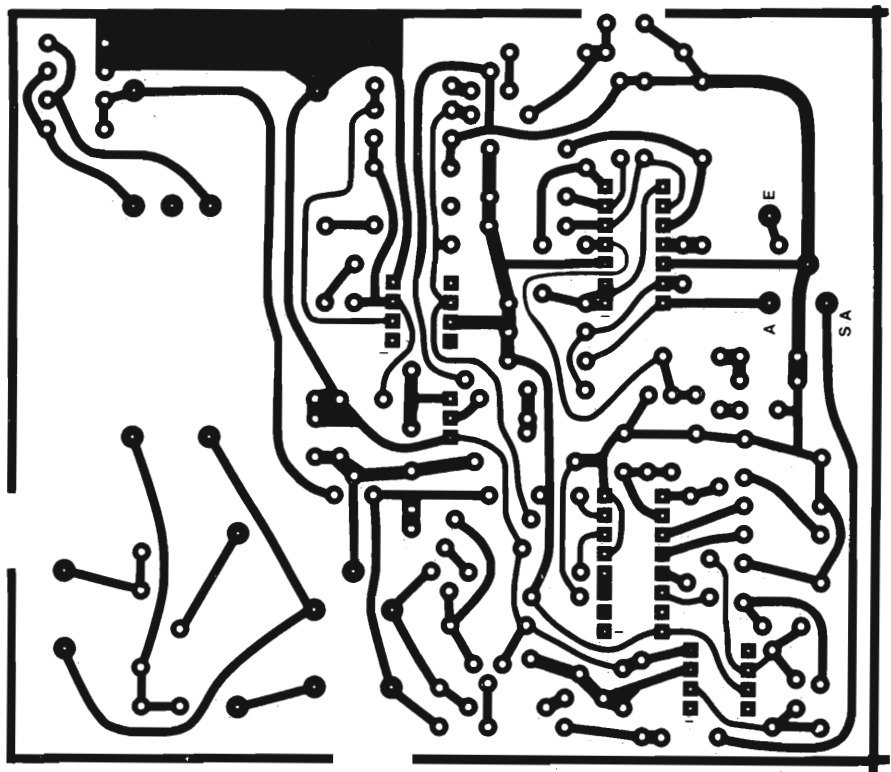



Fig. 3 - Circuito stampato per il Modem costruito.

i due apparecchi. Il trasmettitore già tarato verrà modulato con un segnale ad onda quadra di 2,4 kHz. Il contatto "esclusione trasmissione" del secondo Modem verrà collegato a +5 V.

Si collegherà ora un oscilloscopio all'uscita di A2. Il trasformatore e P2 saranno regolati in modo da ottenere il massimo livello. L'oscilloscopio andrà poi collegato al piedino 10 del CD 4046. Il segnale ad onda quadra demodulato sarà portato al centro del campo di pilotaggio del PLL, girando P3. Una leggera rotazione di P2 e dei nuclei dei trasformatori del trasmettitore e del ricevitore permetterà di migliorare la pendenza dei fianchi del segnale ad onda quadra. Connettere ora l'oscilloscopio all'uscita e regolare P3 finchè appaia un segnale ad onda quadra "pulito".

Fig. 4 - Disposizione dei componenti: per i componenti contrassegnati con asterisco ci si attenga alle indicazioni specificate. Il condensatore di accoppiamento con la rete deve soddisfare alle norme VDE.

Esperimenti con i Modem

Questi Modem sono stati fatti funzionare per ora solo con la UART 8251 della Intel, ad una velocità di trasmissione di 2400 Baud. L'installazione è stata fatta all'interno di un edificio rurale e la distanza coperta era di circa 70 metri.

La trasmissione era ottima, nonostante la presenza di impulsi di disturbo di breve durata che provenivano da interruttori e simili, ma si trattava di fenomeni sporadici. Nel caso di disturbi persistenti, provenienti da apparecchiature con regolazione a tiristori oppure da riduttori di potenza a diodo, non restava che aumentare la potenza in alta frequenza dei trasmettitori, oppure utilizzare l'intervallo di 10 ms che separava un impulso di disturbo dal successivo. I disturbatori più vicini al ricevitore si sono dimostrati naturalmente, i più nocivi. Per attenuare i suddetti inconvenienti si potranno montare condensatori antidisturbo largamente dimensionati, tali da assorbire la maggior parte dell'interferenza a radiofrequenza, oppure inserire bobine di filtro agli ingressi di rete degli apparecchi generatori di disturbi.

Solo un adatto software garantirà però la massima sicurezza contro le interferenze. Tanto per fare un esempio, diremo che è possibile rimandare al trasmettitore in forma di eco qualsiasi bit o blocco di dati oppure far eseguire dal ricevitore un controllo di parità per la conferma della correttezza della ricezione. I risultati sono ottimi, perfino in presenza di disturbi con picchi molto stretti.

Applicazioni pratiche

La trasmissione dei dati mediante onde convogliate apre la strada a nuove e molteplici possibilità. Si potrà realizzare un sistema entro il quale ciascun microprocessore potrà operare in collaborazione con altri e formare così una rete di elaborazione dati.

Facciamo ora un esempio di applicazione: con un orologio elettronico ed una stazione meteorologica, che riceva i dati provenienti da un sensore tramite la rete elettrica, si potrà progettare un impianto di riscaldamento pilotato contemporaneamente dai dati dell'orologio e della stazione meteo: il modem descritto nell'articolo risolverà ottimamente il problema dello scambio delle informazioni. ■

Attrezzatura televisiva a velocità variabile

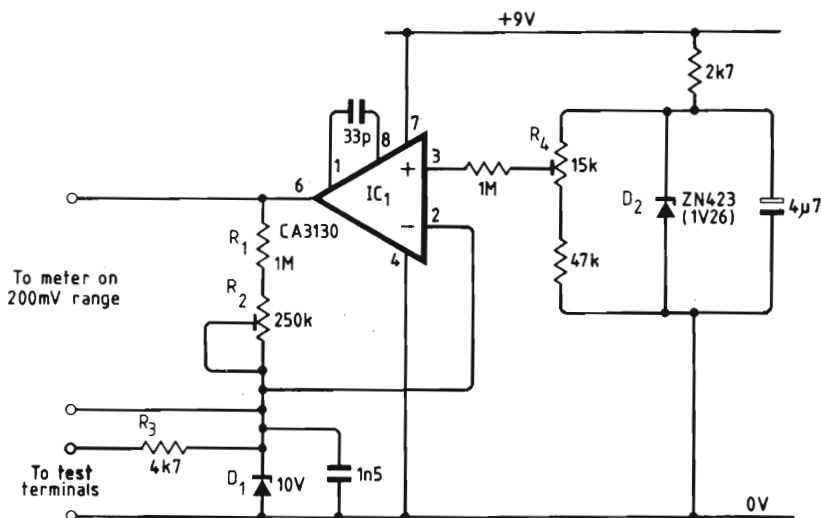
Varispeed è il nome di un'opzione a velocità variabile per l'attrezzatura televisiva a punto mobile Mk IIIC realizzata dalla Rank Cintel. Permette di variare la velocità di riproduzione e quindi il tempo di una particolare sequenza comprimendola o estendendola per motivi creativi o pratici.

Adatta per i sistemi TV 525/60 e 625/50, questa attrezzatura permette agli operatori che usano il secondo di tali sistemi di ottenere vere riproduzioni con 24 fotogrammi/s invece che con 25 fotogrammi/s come al solito.

Si può scegliere tra 64 velocità di riproduzione comprese tra i 16 fotogrammi/s e i 30 fotogrammi/s, senza che ciò danneggi la qualità o la stabilità dell'immagine.

MISURATORE DI CONDUTTANZA

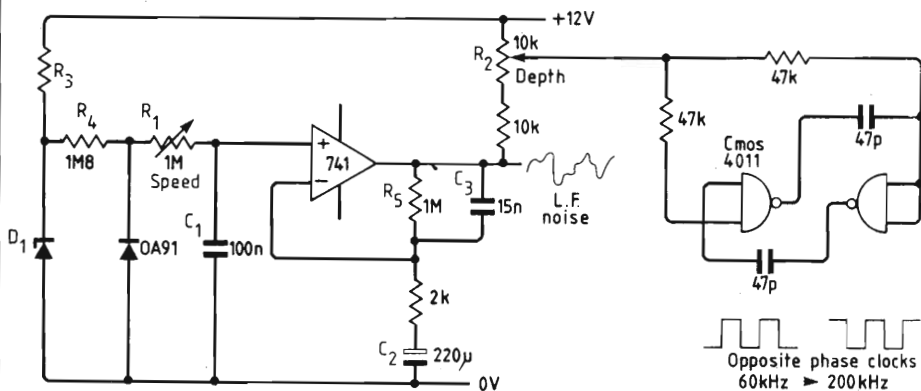
Con questo semplice circuito si possono misurare resistenze equivalenti che possono arrivare a 10.000 MΩ. Il piedino 2 dell'amplificatore operazionale viene mantenuto alla tensione di 1 V da una corrente erogata dal piedino 6 e la caduta di tensione che questa corrente provoca passando attraverso ad R1 ed R2, viene mandata ad un voltmetro digitale. Lo strumento deve avere una portata di 200 mV ed un'impedenza d'ingresso superiore ai 5 MΩ. D2 ed i componenti ad esso collegati garantiscono un riferimento stabile ad 1 V, mentre R3 e D1 proteggono il circuito per tensioni d'ingresso che possono arrivare a 100 V.

Per tarare il circuito, collegare il voltmetro digitale ai terminali di prova e regolare R4 per una lettura di 1 V. Collegare lo strumento ai terminali dell'amplificatore operazionale e, con una resistenza di precisione da 10 MΩ collegata all'ingresso, regolare R2 fino a leggere il valore 100. Lo strumento darà una lettura diretta della conduttanza (reciproco della resistenza) espressa in nano-Siemens (nS). Bisogna essere accurati nella costruzione, per ridurre le correnti di perdita intorno al piedino 2.

Il circuito potrà misurare le perdite nei condensatori e tra le piste dei circuiti stampati. Collegando all'ingresso un diodo, potremo avere la corrente inversa di perdita in nA con la polarizzazione di 1 V. Collegando all'ingresso un condensatore di capacità superiore ai 100 pF, la piccola corrente di carica verrà indicata sullo strumento. Le letture di conduttanza possono essere convertite in resistenze usando la seguente formula: 100/(lettura in nS) = MΩ. ■

J. Pigott, Clonskeagh, Dublin

SHIFT CASUALE PER PHASER

Molti musicisti sono già abituati all'effetto di "phasing" ed a quello di "flanging" che danno al suono della chitarra o dell'organo elettronico un certo suono "spaziale". Il sistema sembra funzionare bene anche con altri strumenti, ma negli "assoli" il normale spazzolamento in avanti ed all'indietro può diventare udibile. Questo progetto fornisce uno spazzolamento casuale per un phaser c.c.d. o per un sistema di riverbero, e può risultare utile per il "double tracking" (registrazione su due piste). Il sistema può anche essere adattato all'uso con i phaser controllati a FET.

Un diodo al germanio polarizzato inversamente costituisce un generatore di rumore: si usa il diodo al germanio invece dello zener a causa del maggior contenuto di basse frequenze. Un 741 amplifica il rumore, C2 fornisce una retroazione infinita in c.c., C1 e C3 filtrano le alte frequenze ed R1, R2 si occupano del controllo della velocità e della profondità. Il VCO è composto da un multivibratore astabile CMOS e produce i segnali di clock in opposizione di fase necessari per il ponte bucket. La resistenza R3 ed il diodo zener evitano che qualsiasi disturbo a bassa frequenza possa raggiungere l'ingresso dell'amplificatore, proveniendo dalla linea di alimentazione. Si potranno usare tensioni di alimentazione da 8 a 18 V, è sufficiente cambiare D1 in conseguenza e regolare R4 finché l'uscita dell'operazionale si troverà a meta della tensione di alimentazione con R5 in cortocircuito.

C. Malloy; Darlington; Co. Durham6

RICARICA DELLE BATTERIE AL NICHEL-CADMIO

Esistono ottimi circuito per la ricarica delle batterie al nichel cadmio; questo che presentiamo ha il pregio di riunire i pregi di questi circuiti. Innanzitutto è in grado di fornire una corrente di carica costante che può andare da 400 mA fino a 1 A; può essere messo in funzione sia partendo da una tensione di rete a 220 V sia da quella di una batteria da auto da 12 V; protegge efficacemente la batteria contro possibilità di sovraccarico disconnettendola automaticamente, una volta raggiunto il valore di tensione in precedenza fissato dall'operatore. Per ultimo infine, e non meno importante, il circuito non costa molto ed è protetto contro eventuali cortocircuiti.

Quando la batteria è scarica, la tensione presente sull'ingresso invertente dell'amplificatore operazionale U1 risulta più bassa della tensione V_{in} presente all'ingresso non invertente; quest'ultima tensione viene regolata dal potenziometro R1 (figura 1). In queste condizioni, l'uscita di U1 diventa positiva e porta in conduzione il transistore Q1. Automaticamente, l'entrata in conduzione di Q1 fa entrare in conduzione anche Q2; quest'ultimo potrà quindi fornire la corrente di carica, il cui valore sarà dato da $(V_d - V_{be})/R6$, nella quale V_d corrisponde alla tensione applicata in base di Q2, e V_{be} rappresenta la tensione base-emettitore di Q2. Questo valore di corrente attraverserà il diodo D8 e andrà a caricare la batteria al nichel-cadmio. In queste condizioni, anche il diodo LED D7 emetterà luce, indicando che il processo di ricarica è iniziato, e servirà quindi da spia indicatrice.

Durante il tempo di ricarica, la tensione ai morsetti della batteria comincerà lentamente ad aumentare di valore, e di conseguenza anche la tensione applicata al terminale invertente di U1 aumenterà; la tensione via via crescente, presente ai capi della batteria al nichel-cadmio, ad un certo punto risulterà uguale alla tensione V_{in}. A questo punto, l'uscita dell'operazionale U1 verrà messa a massa, e i transistori Q1 e Q2 risulteranno bloccati, impedendo in questo modo il sovraccarico della batteria. La tensione di uscita prefissata potrà essere calcolata in base alla relazione:

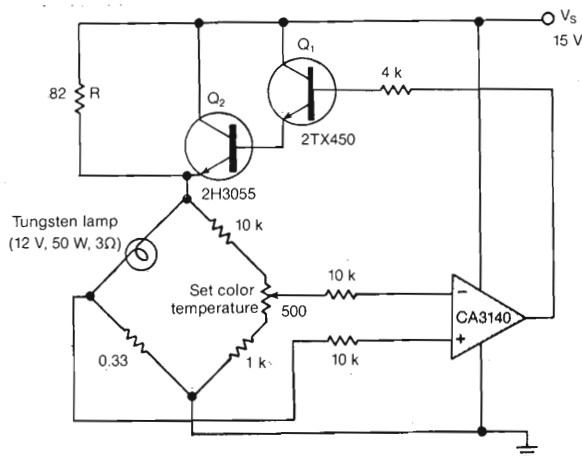
$$V_{uscita} = V_{in} (R7 + R8)/R8.$$

I valori dei componenti del circuito di figura 1 servono per avere una corrente di ricarica fino a 400 mA, che potrà essere, eventualmente, portata fino a 1 A, semplicemente variando il valore del resistore R6. La tensione che dovrà avere la batteria alla fine della sua ricarica dovrà essere fissata prima di inserire nel circuito la batteria da ricaricare. Il diodo D8 impedisce che la batteria possa scaricarsi sul circuito tutte le volte che viene a mancare o la tensione di rete a 220 V oppure la tensione di alimentazione della batteria a 12 V. Per una batteria al nichel-cadmio da 7,2 V, occorre prefissare la tensione di ricarica su valori compresi tra 7,9 e 8 V. Il transistore di potenza Q2 deve essere montato in un radiatore di calore abbastanza grande. ■

Fig. 1 - Progettato inizialmente per la ricarica di batterie al nichel-cadmio da 7,2 V/4 amperora, questo circuito è in grado di fornire una corrente di carica costante e di interrompersi automaticamente quando la batteria ha raggiunto la tensione di fine-carica precedentemente fissata. La tensione di fine-carica della batteria può essere regolata a piacere. Per una batteria da 7,2 V, la tensione di fine-carica viene fissata tra 7,9 e 8 V. La corrente di carica può essere aumentata fino ad 1 A variando il valore del resistore R6.

Electronics - Huynh Trung Hung - Parigi.

STABILIZZAZIONE DELLA TEMPERATURA DI COLORE DI UNA LAMPADA A FILAMENTO DI TUNGSTENO O AL QUARZO

Fig. 1 - La temperatura di colore (o intensità luminosa) della lampada viene fissata mediante regolazione di un solo potenziometro. L'amplificatore differenziale CA3140 rivela la condizione di sbilanciamento del circuito a ponte, e di conseguenza, controlla mediante un anello a reazione negativa l'emitter follower Q1, Q2, e in definitiva la tensione applicata al filamento della lampada. Il circuito è dimensionato per alimentare una lampada a filamento di tungsteno da 50 W (12 V, 3 Ω).

L'intensità luminosa (temperatura di colore) di una lampada incandescente al tungsteno può essere mantenuta costante inserendo il filamento della lampada in un ramo resistivo di un ponte Wheatstone. Il bilanciamento del ponte, e di conseguenza una stabile temperatura del filamento, è ottenuto rapidamente. La lampada non presenta fenomeni di sfarfallìo o fenomeni di modulazione ottica.

Il funzionamento del circuito a ponte sfrutta la caratteristica del coefficiente di temperatura *positivo* del tungsteno, che è molto marcato. Sistemando la lampada in un ramo del ponte e nell'altro un potenziometro, la temperatura del filamento può essere controllata elettronicamente (vedi figura).

Quando inizialmente viene applicata la tensione di alimentazione V_s, una corrente di piccola intensità attraversa R e alimenta il ponte, e di conseguenza il rivelatore di errore (e cioè l'amplificatore differenziale CA3140) sarà in grado di "accertare" che il ponte risulta sbilanciato e il filamento della lampada è ancora freddo. A questo punto, l'emitter follower darlington (Q1 e Q2) entra in conduzione a causa di una reazione negativa proveniente da CA3140, per cui ai capi del ponte verrà applicata direttamente la tensione V_s. In queste condizioni, il filamento della lampada comincerà a riscaldarsi e a diventare incandescente abbastanza velocemente; ovviamente anche la sua resistenza tenderà ad aumentare e alla fine il ponte s'avvicinerà alla condizione di bilanciamento.

Man mano che il ponte si avvicina al punto di bilanciamento, e di conseguenza il segnale-errore proveniente da CA3140 tende a diminuire, anche la tensione applicata al ponte tramite Q2 tenderà a diminuire di valore. L'equilibrio verrà raggiunto quando verrà raggiunta la temperatura fissata per il filamento.

I valori dei componenti del ponte sono tipici. Perchè Q2 possa dare la dissipazione desiderata occorre montarlo su un dissipatore di calore. Con questo circuito a ponte è possibile stabilizzare l'intensità luminosa anche di lampade a ioduro di quarzo le quali, come è noto, "invecchiano" più lentamente delle lampade al tungsteno. ■

Electronic Design - R. W. Darlington, Manchester, Inghilterra.

TERMOMETRO ACCURATO CHE IMPIEGA COME SENSORE UN TRANSISTORE

Come "sensore" delle variazioni di temperatura, questo termometro utilizza un transistore, e di questo, più precisamente, la variazione di tensione tra base ed emettitore. Il circuito non è complesso. La sua calibrazione è semplice. Il valore di temperatura misurato è accurato entro ± 2 °C; il campo delle temperature misurabili va da —40 °C a + 150 °C.

Il termometro impiega l'amplificatore operazionale LM10 (National) a bassi offset e drift, e come sensore di temperatura, il transistore MTS-102 (Motorola). L'impiego di questi due componenti consente a questo termometro di competere con analoghe unità a resistenza di platino.

L'operazionale LM-10 serve per polarizzare e azzerare il transistore sensore MTS-102. Le caratteristiche ben definite dell'MTS-102 consentono inoltre di calibrare una volta per sempre il termometro.

Il transistore MTS-102 (Q1) viene inserito nell'anello di reazione dell'amplificatore di riferimento LM-10. Mediante V_{ref} presente ai capi del resistore R1, viene prodotta una corrente costante di polarizzazione con valore di 0,2 V/2 kΩ = 100 μA. La tensione all'usci-

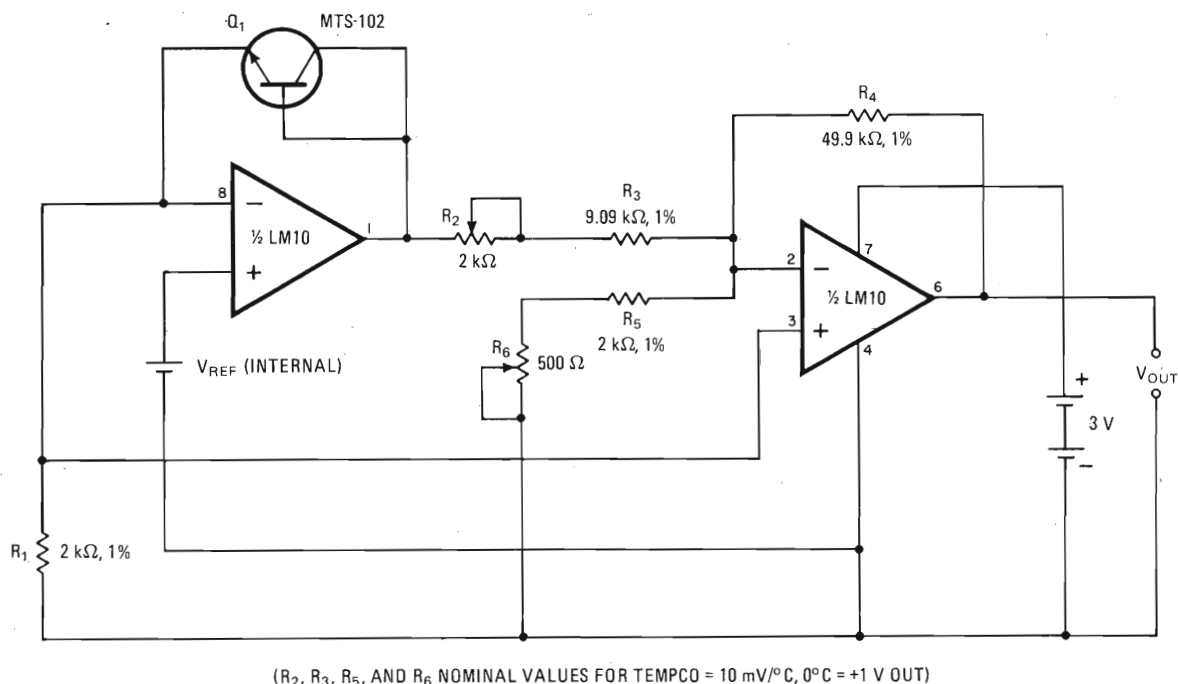



Fig. 1 - Gli operazionali micropower (National) e un semiconduttore realizzato appositamente per funzionare da sensore di temperatura (Motorola), possono ridurre la complessità e le operazioni di calibrazione di termometri che sfruttano per la rivelazione delle variazioni di temperatura, la tensione base/emettitore V_{be} del transistore stesso. L'accuratezza di questo termometro elettronico è di ± 2 °C entro un campo di temperature compreso tra — 40 °C e + 150 °C.

ta dell'amplificatore di riferimento corrisponderà pertanto a $V_{ref} + V_{be}$.

Il secondo stadio dell'operazionale LM-10 è dimensionato in modo da fornire un guadagno scostante rispetto al coefficiente di temperatura della caduta di tensione V_{be}, e da sottrarre V_{ref} e V_{be} dalla tensione di uscita in corrispondenza di qualsiasi temperatura di riferimento desiderata. In un MTS-102 tipico, la tensione V_{be} ammonta a 600 mV a 25 °C, e il suo coefficiente di temperatura risulta — 2,25 mV/°C. Pertanto, il coefficiente di temperatura reale, per un determinato transistore, sarà $TC = -2,25 + 0,0033\ (V_{be}' - 600)$ mV/°C, nella quale V_{be}' è la caduta di tensione base-emettitore misurata di un dato "sensore" a 25 °C.

All'uscita di A_1 comparirà pertanto una corrispondente tensione di offset.

Gli elementi che controllano il guadagno di A2, e cioè, i resistori R2-R4, possono essere regolati in maniera da avere una corretta pendenza del rapporto tensione di uscita/temperatura per qualsiasi tipo di sensore. Il guadagno reale sarà R4/(R2 + R3). Una volta fissato il guadagno, occorrerà regolare R5 e R6 in maniera da annullare l'offsett e ottenere la tensione di uscita desiderata in corrispondenza di qualsiasi temperatura di calibrazione entro il campo di lavoro del circuito.

Per realizzare un'accurata calibrazione del circuito occorrerà procurarsi una sorgente di temperatura di riferimento che mantenga Q1 a 25 °C. A questo punto occorrerà misurare il V_{be} di Q1 con un voltmetro digitale e regolare R2 e R3 in modo da annullare l'offset. Bisognerà inoltre regolare R5 e R6 in maniera da ottenere una tensione di uscita corrispondente al valore misurato alla temperatura di 25 °C. Impiegando questa procedura, si otterrà una calibrazione accurata entro 1 ± °C.

Il circuito può lavorare egregiamente impiegando come sensore anche un convenzionale transistore al silicio (per esempio, il 2N3904); per la calibrazione occorrerebbe però misurare il suo V_{be} almeno in corrispondenza di due valori di temperatura, in quanto questi valori non sono specificati per questo transistore. Il circuito è relativamente insensibile alle variazioni della tensione di alimentazione, e può pertanto lavorare soddisfacentemente entro un campo di tensioni di alimentazione comprese tra 2 e 40 V. ■

Electronics, Larry G. Smeins - Hewlett-Packard, Colorado, USA.

SISTEMA MOLTO ECONOMICO PER CONTROLLARE LA VELOCITA' DI PICCOLI MOTORI IN CONTINUA

Per controllare in maniera esatta la velocità di rotazione di piccoli motori in continua si può impiegare come tachimetro il motore medesimo. Il segnale che regola la velocità si ricava alimentando il motore con una tensione a onda quadra, e valutando la tensione della forza controelettromotrice durante i periodi "OFF" della tensione stessa. Un circuito relativamente semplice (vedi figura) può utilizzare questo segnale per regolare la velocità del motore.

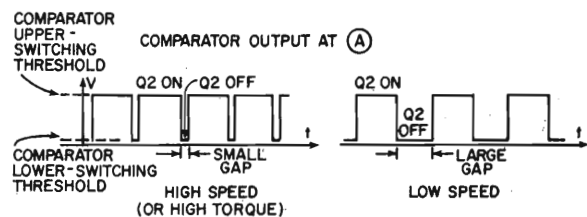
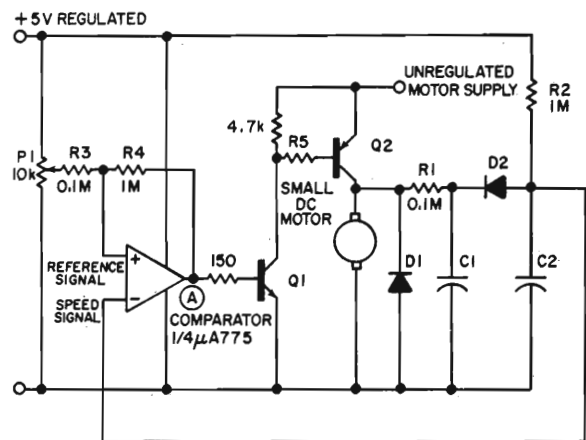
I sistemi di regolazione della velocità di motori in continua, normalmente

usati, (per esempio, quelli impieganti tachimetri, motori passo-passo ecc.), sono costosi, ingombranti e assorbono potenza. La soluzione proposta è semplice e poco costosa; utilizza infatti il motore stesso come tachimetro e si adatta a quasi tutti i motori in continua di piccola potenza. Con questo sistema la velocità può essere regolata fino a pochi giri al secondo.

È noto che un motore in corrente continua in moto sviluppa una certa forza controelettromotrice direttamente proporzionale alla velocità e indipendente dal carico meccanico del motore. Nel circuito di regolazione in questione, al motore viene collegato un comparatore che funziona come generatore di tensione a onda qudra che controlla il transistore buffer Q1, e conseguentemente, anche il transistore di potenza Q2. Questi transistori e il resistore limitatore di corrente R5 vengono dimensionati in base alla potenza del motore in continua impiegato e al valore della tensione di alimentazione disponibile. In parallelo al motore, per evitare picchi di tensione negativa, viene sistemato D1. Le tensioni spurie prodotte dal motore vengono eliminate dal filtro passa-basso (R1 C1). Il diodo D2 provvede a rivelare il livello della tensione della forza controelettromotrice: questo è il vero segnale che controlla la velocità del motore. Il segnale di riferimento viene messo a punto mediante il potenziometro P1 (o da qualsiasi altra sorgente di tensione a bassa impedenza).

Il motore in continua viene alimentato con impulsi di durata fissa; il tempo di conduzione è determinato dalla costante di tempo R2C2. Quando il carico sull'albero del motore aumenta viene prodotto, per unità di tempo, un numero maggiore di impulsi; essi però saranno sempre separati da un intervallo (gap) determinato da R1 (C1 + C2). Questo "gap" tenderà ad abbassare l'effettiva tensione di polarizzazione, per cui la tensione di alimentazione aumenterà in modo da trovarsi al di sopra della coppia di stallo. Fenomeni di sovraccolpo (overshoot) nella forma d'onda dell'impulso potrebbero dar luogo a instabilità nell'anello del controllo; ciò può essere evitato aumentando il valore di R1.

Questo sistema di controllo della velocità non "sente" le eventuali variazioni che potrebbero intervenire nella tensione di alimentazione del motore.

Fig. 1 - Il campionamento della forza controelettromotrice durante il periodo "OFF" consente ad un piccolo motore in continua di funzionare anche da tachimetro. La velocità è mantenuta costante in quanto tutte le volte che il carico sull'albero motore cresce, viene prodotto, per unità tempo, un numero maggiore di impulsi.

La velocità diventa stabile tutte le volte che il segnale di riferimento e il segnale che controlla la velocità sono di uguale ampiezza. Nello schema, il segnale di riferimento rappresenta circa il 90% della tensione ricavata da P1.

Un controllo di velocità più accurato potrà essere realizzato riducendo il rapporto R3/R4 oppure sistemando un integratore nell'anello. È anche possibile adattare questo sistema di controllo della velocità dei motori in continua per controllare la velocità dei motori in alternata.

Per far ciò, occorre separare gli avvolgimenti dello statore e del motore. La velocità del motore in alternata potrà allora essere controllata rivelando l'inviluppo di tensione ricavato dagli avvolgimenti del rotore durante i periodi "OFF". ■

Electronic Design - M. DO Mau Lam, Matra, Francia.

ANTIFURTO PER AUTO: ENTRA IN FUNZIONE ALL'APERTURA DELLA PORTIERA OPPURE ALL'INFRANGERSI DI UN CRISTALLO

Le auto di una certa classe posseggono, inserita sul bordo delle portiere anteriori, una piccola lampada che ne segnala l'apertura. Quando la portiera viene aperta, la lampada si accende assorbendo un certo valore di corrente della batteria. Il sistema descritto è in grado di rilevare questo piccolo assorbimento di corrente e di usarlo per azionare la tromba o il clacson del veicolo. Il sistema risponde anche ad una eventuale rottura di un cristallo da parte del ladro. La corrente di funzionamento (stand-by) del sistema ammonta a pochi milliampere. Il funzionamento è il seguente.

La chiusura dell'interruttore S1, predispone il sistema di allarme al funzionamento (tramite la sezione I del doppio temporizzatore 556), solo però dopo

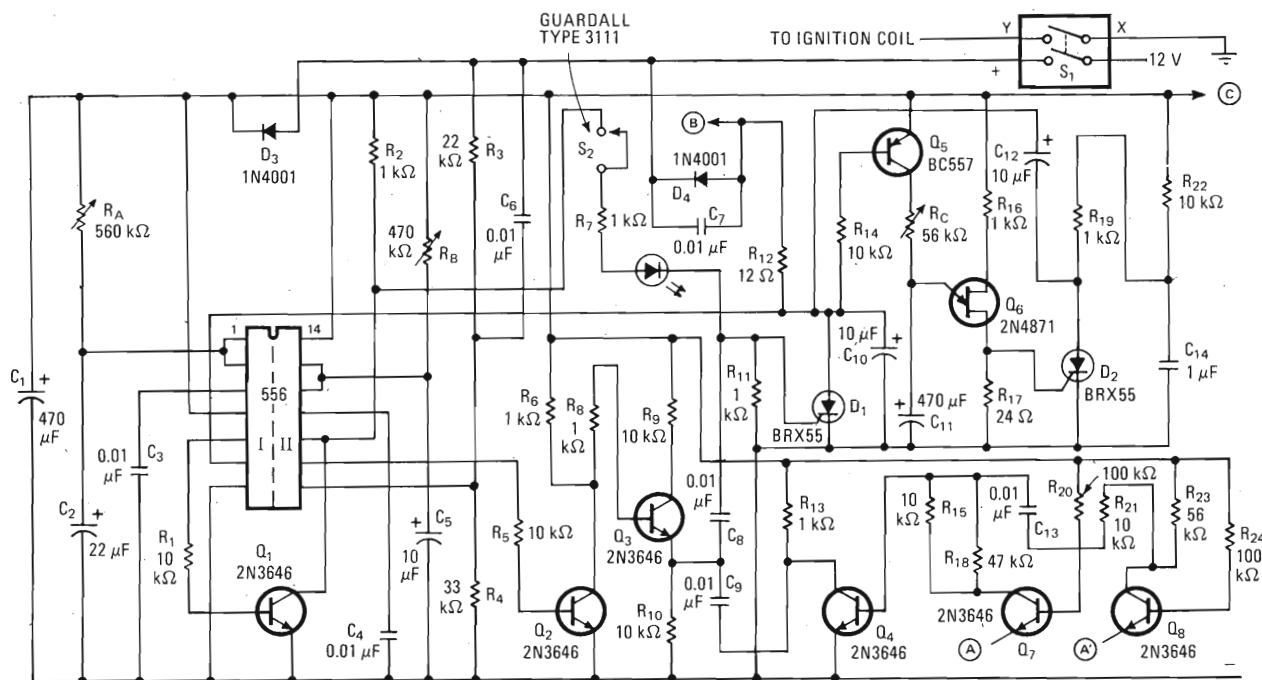



Fig. 1 - Questo sistema di allarme entra in funzione quando dal ladro viene aperta una portiera. È sufficiente infatti il piccolo assorbimento della lampadina della portiera a far scattare l'allarme, il quale aziona per un breve periodo il relè della tromba.

trascorso un certo periodo di tempo determinato da R_A e C2; ciò per consentire al proprietario di uscire dall'auto ed impedire quindi un falso allarme. Questo interruttore mette a massa anche la bobina dello spinterogeno per cui l'auto non potrà partire.

La sezione II del 556 funziona da "sensore" della corrente di scarica della batteria (scarica prodotta dalla lampada accesa dalla porta aperta). Bastano infatti pochi milliampere di scarica perchè questi vengano segnalati grazie al partitore di tensione R3/R4 sistemato all'ingresso 8 (ingresso trigger) del 556; quest'ultimo porterà in conduzione Q2 e Q3 (oppure D1 e Q4 qualora vengano scollegati da parte del ladro, la radio, il riproduttore di cassette, lampadine, o altri carichi collegati al punto A e A'). L'entrata in conduzione di Q2 e Q3 farà "innescare" D1 e Q5 dopo un tempo determinato da R_B e C5. A questo punto, entrerà in funzione il relè della tromba collegata al punto B e verrà inizializzato il temporizzatore Q6.

R_B e C5 devono essere dimensionati in modo da produrre un ritardo di 5 secondi in modo da consentire al proprietario di entrare nella macchina e disinserire l'allarme. Dopo un tempo fissato da R_C e C11 (massimo 20 secondi), D2 s'innesca, "resettando" D1 e il relè della tromba.

Il condensatore C1 e il diodo D4 producono una tensione continua ricavata dal treno d'impulsi impiegato per alimentare l'orologio attraverso il punto C, impedendo in questo modo che questi impulsi possano innescare un falso allarme. Gli urti e gli scossoni vengono rivelati dall'interruttore S2, (che viene regolato a mezzo cacciavite) e un diodo LED che si accende quando i contatti dell'interruttore vengono chiusi.

Quando S1 viene chiuso, D1 subito s'innesca e blocca l'allarme.

Electronics/Larry G. Smeins - Facoltà ingegneria Università Oporto - Portogallo.

ALIMENTATORE A COMMUTAZIONE CON TRANSISTORI SIPMOS

dell'Ing. Walter Hirschmann

L'alta velocità e le basse perdite di conduzione dei MOSFET di potenza rendono tali componenti molto adatti per gli alimentatori a commutazione. Il circuito descritto nell' articolo eroga 2 x 45 V/3 A, e lavora con due transistori SIPMOS tipo BUZ 44 A ed il circuito integrato di pilotaggio TDA 4700. La frequenza di lavoro è di circa 20 kHz e la potenza d'uscita 270 W.

Tabella 1. dati dei trasformatori e delle bobine.

Trasformatore TR1.
Nucleo EE 42/20 N27; traferro 0,2 mm.
1-2 50 spire filo di rame smaltato diametro 40 x 0,1. Isolamento 3 x 100 μm
Avvolti bifilari
3-4 17 spire filo di rame smaltato diametro 80 x 0,1.
5-6 17 spire filo di rame smaltato diametro 80 x 0,1.

Trasformatore Tr2.
Nucleo EE30 N27 o simile
1-2 50 spire filo di rame smaltato diametro 0,15. Isolamento 1 x 50 μm
3-4 50 spire filo di rame smaltato diametro 0,15. Isolamento 4 x 50 μm
5-6 70 spire filo di rame smaltato diametro 0,10. Isolamento 1 x 50 μm

Trasformatore Tr3.
Trasformatore di rete EI 30 (eventualm. EI 38)
Primario: 220 V
Secondario: circa 25 V/50 mA

Bobina antidisturbo radio Dr1.
B 82722-G2-A0, 2 x 2 A.

Bobina di rete Dr2.
Nucleo EI 54, lamierino dinamo IV
Traferro 0,5 mm; avvolgimento: n = totalmente riempita con spire di filo di rame smaltato diametro 0,75 mm

Bobine di uscita Dr3 e Dr4.
Nucleo in lamierino dinamo IV, tipo EI 42 oppure M42. Avvolgimento completo in filo di rame smaltato diametro 1 mm.
Traferro circa 1-2 mm.

L'alimentatore a commutazione della *figura 1* è dimensionato per una potenza continuativa di 270 W. Volendo ottenere brevi sovraccarichi (alcuni minuti) fino a 400 W, bisognerà aumentare le dimensioni del trasformatore Tr3 (EE 42/20) impiegando un EE 55 o simili.
Il circuito si presenta in una versione a mezzo ponte, nella quale, per questioni di avviamento (per evitare cioé la saturazione del trasformatore TR1) sono previsti nel ramo destro del ponte i due condensatori C7 e C8. Le correnti di drain assumono approssimativamente una forma ad onda quadra, per cui i transistori risultano ben utilizzati dal punto di vista della corrente (*figure 2* e *3*). Il circuito presenta ottime caratteristiche di regolazione grazie alla variazione del rapporto tra impulsi e pause, per cui può far fronte molto bene alle variazioni della tensione d'ingresso e del carico. Il circuito integrato di pilotaggio TDA 4700 permette una facile rivelazione del rapporto conduzione-/pausa dei transistori "T1 e T2". Negli stadi finali SIPMOS gli intervalli tra gli impulsi, possono essere ridotti al minimo perchè i tempi di immagazzi-

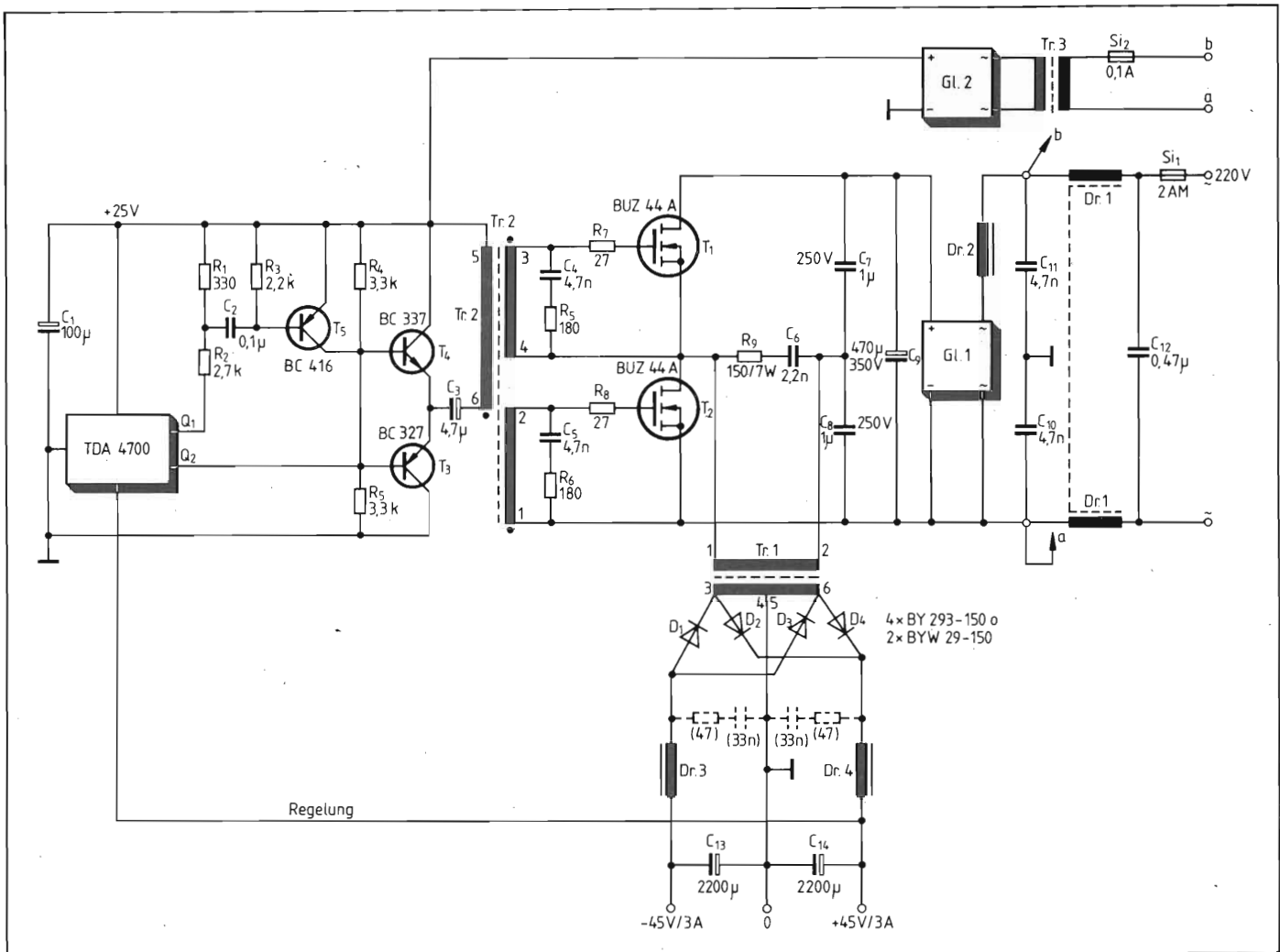



Fig. 1 - Schema dell' alimentatore a commutazione (la sezione di pilotaggio è stata semplificata).

namento delle cariche sono nulli. I transistori BC 337/BC 327, insieme al prestadio BC 416, servono al pilotaggio dello stadio finale. Il trasformatore di pilotaggio Tr2 è avvolto, per motivi di sicurezza (VDE), su un nucleo EE 30, materiale N27. Tale trasformatore potrebbe in teoria essere anche molto più piccolo.

Il particolare circuito di pilotaggio permette di ottenere, con pochissimi mezzi, uno schema a trasformatore unico. Le oscillazioni parassite saranno trascurabili, qualora si provveda ad applicare un piccolo carico ai due avvolgimenti secondari, costituito dai circuiti R-C R6-C5 e rispettivamente R5-C4. Le resistenze di gate R7 ed R8 riducono i picchi di tensione presenti sull'ingresso ed eliminano le oscillazioni parassite in alta frequenza. Il circuito di protezione R9-C6, che si trova all'uscita dello stadio finale, riduce anch'esso le oscillazioni che potrebbero instaurarsi durante i tempi di "off" del segnale.

Il transistore BC 416, che forma il prestadio, provoca un'inversione di fase di una delle due semionde di pilotaggio del TDA 4700. L'altra semionda è applicata direttamente ai transistori piloti. Le resistenze R4 ed R5 mantengono costante la tensione media dei transistori T3 e T4, la cui funzione è di smorzare i picchi di tensione induttivi che provengono, ad ogni commutazione, dall'induttanza primaria del trasformatore Tr2.

Il trasformatore TR1 trasforma la tensione primaria nelle tensioni secondarie desiderate, che vengono raddrizzate nelle due semionde, mediante i diodi D1.....D4, una volta per la tensione d'uscita positiva ed una volta per quella negativa. Le reattanze DR3 e DR4 e i condensatori C13 e C14, operano il filtraggio ad alta frequenza.

Fig. 2 - Tensioni di gate, di drain e corrente di drain nei transistori di potenza (tensione di rete 180 Veff).

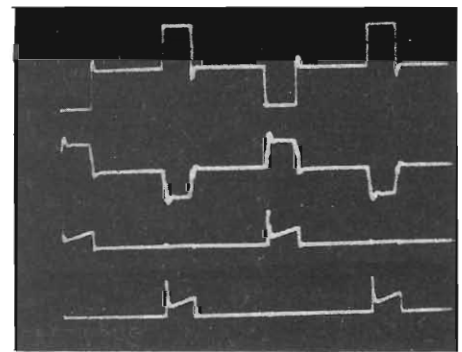



Fig. 3 - Tensione di gate e di drain, e corrente di drain alla tensione di rete di 250 Veff.

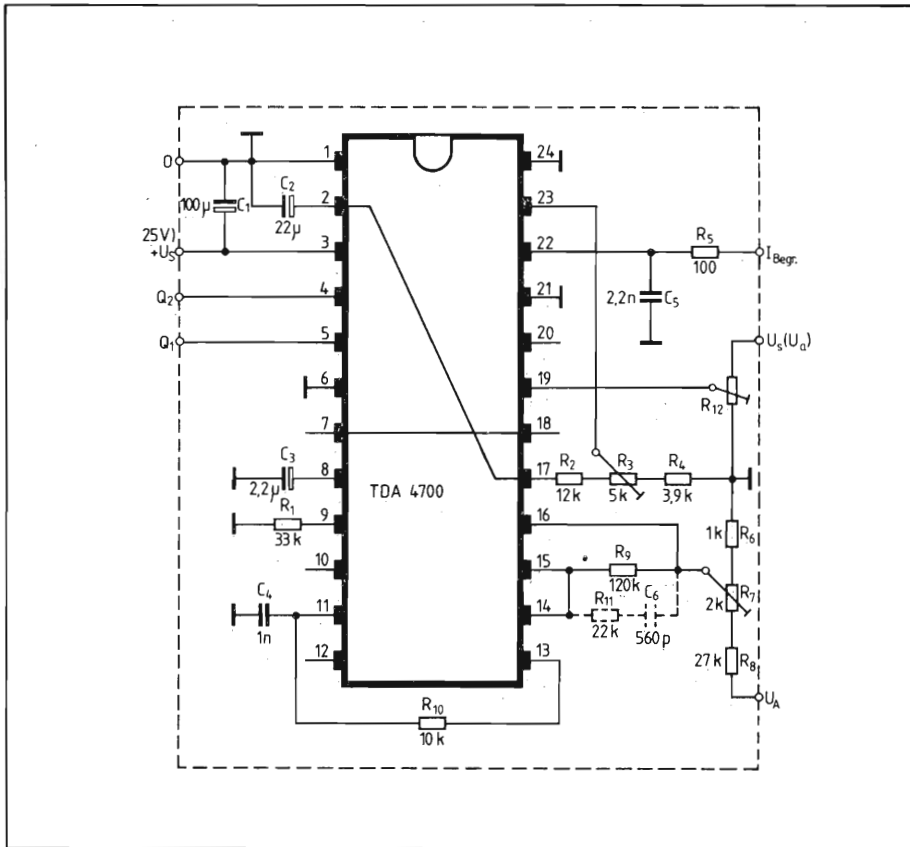



Fig. 4 - Schema del circuito integrato di pilotaggio TDA 4700.

La tensione di alimentazione dello stadio finale è fornita dal raddrizzatore Gl1 e le bobine antidisturbi radio Dr1 e Dr2. Tali bobine, a nucleo laminato, servono alla soppressione delle correnti periodiche di picco inviate nella rete elettrica di distribuzione e causate dal processo di raddrizzamento. Esse hanno bassissime perdite rispetto alle resistenze di limitazione della corrente comunemente impiegate.

Pilotaggio mediante il TDA 4700

Il circuito integrato TDA 4700 ha reso possibile una certa standardizzazione di progetto degli alimentatori a commutazione ed una notevole semplificazione della relativa tecnica circuitale. I costi di progettazione vengono pertanto fortemente diminuiti, e rendono economicamente valide anche produzioni in piccola serie. Impiegando questo componente di pilotaggio e regolazione (*figura 4*) si possono realizzare convertitori in controfase a mezzo ponte, di funzionamento molto sicuro.

Le funzioni più importanti sono le seguenti:

— *il generatore di frequenza,*
— *il controllo dei tempi on/off,*
— *la partenza graduale*
— *l'amplificatore di regolazione,*
— *la limitazione dinamica della corrente,*
— *il controllo delle sovratensioni,*
— *il controllo delle tensioni insufficienti.*

La frequenza dell'oscillatore è stata scelta sui 40 kHz, per cui la frequenza dello stadio finale è di 20 kHz. L'oscillatore genera una frequenza a denti di sega ai capi di C4: la scelta del valore di C4 determina la pendenza del fianco di discesa. I valori di R1 e di C4 determinano la durata del fronte di salita, e perciò definiscono la frequenza. L'amplificatore di regolazione provvede a trasformare una variazione di tensione in una variazione del rapporto tra impulso e pausa (on/off).

Il TDA 4700 permette una partenza "morbida" delle oscillazioni. La più piccola delle due tensioni presenti agli ingressi positivi 8 e 14 rappresenta la misura del rapporto on/off dell'impulso all'uscita. Nell'istante di messa in funzione del modulo, la tensione ai capi del condensatore C3 è 0 V: il condensatore viene poi caricato da una corrente di 6 μA fino ad una tensione di 5 V. Ad una tensione di carica inferiore ad 1,5 V, le uscite sono libere; siccome però la tensione minima del generatore di rampa è di 1,8 V, i tempi di commutazione all'uscita avverranno dapprima lentamente e poi gradualmente quando la tensione di C3 supererà il valore di 1,8 V.

Le tensioni d'ingresso o di uscita devono essere tenute sotto controllo. In presenza di una sovratensione, un flip flop interno sensibile ai disturbi blocca le uscite del circuito integrato. Passata la sovratensione, avremo una nuova partenza "morbida" dell'alimentatore a commutazione. Nel caso presente il controllo delle sovratensioni (21), non è stato collegato.

Per Vs $\leqslant$ 9,6 V, lo stadio d' uscita risulta bloccato, fino a quando la tensione Vs arriva a 0 V. Un certo grado d'isteresi evita che in vicinanza del valore di soglia,si verifichino ripetute commutazioni. L'alimentatore a commutazione tornerà poi lentamente alla tensione di alimentazione Vs $\geqslant$ 9 V.

La limitazione dinamica della corrente (23) serve a rilevare correnti eccessive nei transistori di commutazione. La reinserzione avviene dopo la rimozione della sovracorrente, a cominciare dal successivo semiperiodo. Il tempo che intercorre tra il rilevamento della situazione di pericolo e il bloccaggio delle uscite, è di circa 250 ns. Non

Tabella 2 - Caratteristiche tecniche dell'alimentatore a commutazione.

Tensione d'ingresso: Vc.a. = 220 V
Tensione d'uscita: V_a = 2 x 45 V/3 A
Ondulazione residua: $U_{Br\ sec} \simeq$ 1%
Rendimento: $\simeq$ 90% con carico di 250 W
Con 250 W, i componenti di potenza raggiungono le seguenti temperature:

Componente	Temperatura
T1 con dissipatore da 5 K/W	63°C
T2 con dissipatore da 5 K/W	67°C
Nucleo di ferrite del trasformatore Tr1	63°C
Avvolgimento del trasformatore Tr1:	62°C
D1.....D4:	93°C
C6, C7:	42°C
Dr2:	43°C
TDA 4700:	37°C
Gl1:	45°C

volendo utilizzare la limitazione di corrente, bisognerà collegare a massa il piedino 22 (I_{lim}).

Nei convertitori in controfase occorre evitare la saturazione del nucleo del trasformatore. Si può fare a meno di un circuito di simmetria elettrico se il trasformatore si trova, a partire dall'accensione, alla tensione intermedia di equilibrio. Un piccolo traferro nel trasformatore TR1 potrà eliminare in parte le asimmetrie. Qualora non si voglia impiegare un circuito di simmetria, i relativi ingressi (6, 24) devono essere collegati a massa.

Poichè non esiste una sincronizzazione esterna del circuito integrato, la relativa uscita deve essere collegata con l'ingresso di sincronizzazione (piedino 7 con piedino 18), in modo che il VCO oscilli liberamente. La frequenza dell'oscillatore f_o è determinata mediante R1 e C4, secondo quanto indicato in *figura 5*.

Le due uscite Q1 e Q2 sono del tipo a collettore aperto, e la loro tensione minima è di 0,7 V; esse funzionano in controfase e sono attive al livello basso. La durata del fianco di discesa del segnale VCO è pari al tempo minimo (intervallo tra gli impulsi) durante il quale le due uscite sono contemporaneamente bloccate.

L'intervallo tra gli impulsi deve avere, negli stadi commutatori in controfase, una durata almeno pari alla somma del ritardo di commutazione e del tempo di svuotamento dei transistori piloti e di quelli di commutazione; ciò per evitare correnti trasverse dovute alla contemporanea conduzione di entrambi i transistori finali. C_T determina, oltre alla frequenza, anche l'intervallo tra gli impulsi t_T.

In caso di cortocircuito, l'erogazione di potenza da parte dell'avvolgimento secondario non viene del tutto interrotta. La conseguenza è una forte e continuata corrente di cortocircuito. Si deve perciò prevedere, accanto alla protezione veloce (dinamica) contro il cortocircuito, anche una limitazione in caso di sovraccarico prolungato: esiste la possibilità di inserire un sistema di limitazione della corrente d'uscita (vedi comunicazione tecnica Siemens TDA 4700/4718) ed R3 serve a stabilire la corrente alla quale inizierà la limitazione stessa.

Gli alimentatori a commutazione che impieghino i circuiti integrati TDA 4700/4718 presentano, se il circuito stampato è costruito in modo improprio, una certa sensibilità ai disturbi.

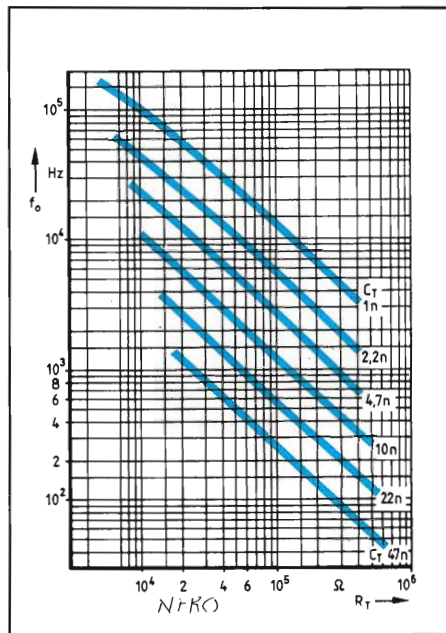



Fig. 5 - Frequenza dell'oscillatore f_o in funzione di R1 e di C4.

L'oscillazione può anche arrestarsi, ripartendo poi nel solito modo rallentato. Questa sensibilità è una conseguenza dell'elevata velocità di risposta del comparatore di errore, e perciò è intrinseca al sistema. Un'accentuazione della sensibilità ai disturbi del circuito integrato può provenire anche dal circuito esterno, e dalla disposizione delle piste del circuito stampato.

Ecco alcuni collegamenti particolarmente sensibili ai disturbi:

- *Ingresso di sovratensione* I
- *Ingresso di sottotensione* V_u
- *Tensione di alimentazione* V_S
- *Collegamenti della tensione di riferimento* V_{ref}

La soppressione dei disturbi si attua disaccoppiando tali ingressi mediante condensatori. Si dovranno impiegare tipi ad elevate caratteristiche in alta frequenza (a strati multipli MKT o ceramici). I condensatori dovrebbero essere montati molto vicini ai piedini del circuito integrato, in modo da scaricare verso massa le tensioni spurie.

Per sopprimere i disturbi ai collegamenti della tensione di riferimento, si collegano in parallelo un condensatore al tantalio da 22 μF/16 V (filtraggio della frequenza di commutazione sovrapposta al segnale) ed eventualmente un condensatore ceramico a strati multipli da 100 nF (soppressione delle interferenze ad alta frequenza). Le masse di riferimento e gli ingressi sensibili ai disturbi devono essere collegati a bassa impedenza ed a bassa induttanza, al punto O_s. Un circuito stampato costruito secondo i criteri da noi esposti, possederà una buona immunità ai disturbi. ■

La televisione digitale

Grossi avvenimenti sono in vista per l'industria televisiva. La totalità o quasi dei produttori, affermano gli esperti, è interessata. Per essi si tratta di una tappa obbligata, imposta dall'evoluzione della tecnologia e dai cambiamenti nei consumi. La televisione del futuro, osservano i ricercatori della Sony, assomiglierà sempre di più ad un calcolatore; il ricevitore della prossima generazione dovrà essere in grado di processare sia segnali audio che video in forma digitale. Un cambiamento di portata storica, la più significativa dall'introduzione del colore.

Per adattare il televisore casalingo ai nuovi compiti e per fare in modo di non aumentare troppo i costi, si procederà all'integrazione di molti nuovi e diversi microchip, fino ad oggi usati solamente nella costruzione di calcolatori.

La corsa alla messa a punto dei rivoluzionari circuiti integrati è iniziata all'insegna di una certezza: alla digitalizzazione del televisore non saranno i giapponesi ad arrivare per primi.

La lotta è ristretta ad europei ed americani o ad una soluzione euroamericana. È almeno quanto sembra proliferarsi in questa fase di avvio. La Standard Elektrik Lorenz, la consociata tedesca del gruppo ITT, ha messo a punto il primo prototipo di TV digitale, il Digivision, nel quale è stato inserito un set di otto nuovi chip che numerosi altri costruttori si accingono ad adottare, compresi alcuni giapponesi. Tale set ha attualmente un costo elevato, ma la ITT prevede di poterlo contenere intorno ai 50 $ quando inizierà la produzione su larga scala. Un set alternativo di chip è nei programmi della RCA che però ritiene prematuro un'introduzione nel breve termine.

DECODIFICATORE TELEGRAFICO DIGITALE

Progetto di Nino Cecchini IW2BAJ - I parte - Descrizione di Gianni Brazioli

Presentiamo un monitor-decodificatore per CW, concepito con le migliori risorse della tecnica elettronica attuale, che è un ausilio quasi perfetto per l'autotraining. Segnaliamo questo brillante apparecchio anche alle varie scuole ed istituti professionali che nei loro programmi comprendano l'insegnamento della telegrafia.

Si può dire che anno dopo anno le fila dei radioamatori (OM), tendano sempre più di ad ingrossarsi; in quest'ultimo periodo, in particolare migliaia di ex operatori CB, disgustati dall'indisciplina cronica della banda dei 27 MHz, e pieni di tedio per gli argomenti che si trattano sui "quaranta canali", si preparano a dar l'esame per la "licenza ordinaria", o per quella "speciale" che da diritto all'impiego di stazioni amatoriali dalla minor potenza operanti nelle VHF.

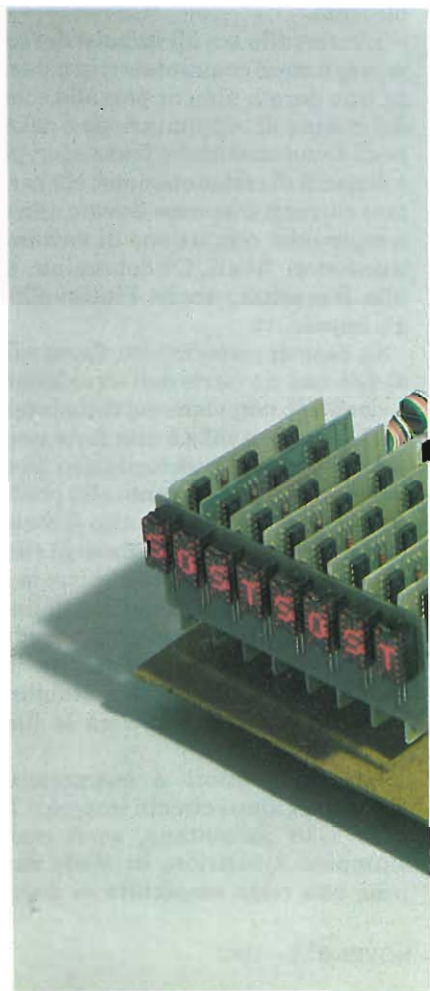
Sia l'esame per la licenza ordinaria, che per l'altra, è abbastanza semplice, e chi legga abitualmente riviste più o meno divulgative d'elettronica, in genere è in possesso di tutte le basi teoriche che servono a superarlo. Il vero ostacolo che moltissimi incontrano, è piuttosto rappresentato dalla dimostrazione pratica della capacità di operare in telegrafia, infatti, anche acquistando taluni corsi venduti per corrispondenza che insegnano delle tecniche mnemoniche particolari, e che talvolta sono corredati da nastri incisi, è molto difficile improvvisarsi buoni operatori CW.

Notoriamente, il miglior apprendimento è quello "collegiale", cioè l'allenamento condotto con altri allievi, ma le scuole di telegrafia più organizzate sono quelle militari, quindi inaccessibili per i civili, mentre taluni Istituti statali insegnano la telegrafia solo come parte di altri corsi, quindi sono del pari "chiusi" a chi desidera "solo" d'imparare a battere sul tasto ed a distinguere tra i "dah-di-dah". È quasi inutile dire che le scuole private di telegrafia sono presenti solo in alcune città importanti, come Torino, Milano, Roma e ben poche altre, e più o meno lo stesso vale per i "Circoli di costruzioni" che pur potrebbero offrire validi insegnamenti.

Allora, chi voglia apprendere la telegrafia a scopi amatoriali o *per intraprendere una professione*, come può fare? Deve costringere la vecchia nonnina ad assumere la funzione di "allenatore" obbligandola ad imparare a sua volta il "CW"? Poco pratico; le nonnine, si sa sono generose, ma hanno anche dei limiti, se non altro imposti dall'età.

Si devono dragare le osterie e le bocciofile alla ricerca di qualche telegrafista in pensione che voglia assumere la veste d'insegnante? Molto difficoltoso; chi ha "appeso il tasto al chiodo", quasi sempre non ne vuole più sapere.

E allora? Beh, allora noi presentiamo una macchina per l'autoapprendimento che è perfetta, avanzatissima, ed offre la *lettura diretta* in chiaro dei segnali morse. Forse, qualcuno dirà che tale macchina è un pò troppo "importante" e che il suo costo preoccupa. A chi formula questa obiezione, diremo d'informarsi circa il costo dei corsi delle scuole private di telegrafia. Vedrà che l'onorario chiesto è di gran lunga superiore all'importo di tutti i componenti necessari per il decodificatore. Inoltre, in possesso del nostro apparecchio, una volta che si sia imparato il Morse *a menadito* (è il caso di dirlo, considerando l'impiego del tasto!), può sempre rivenderlo ad altri neofit recuperare l'intera cifra investita nel realizzazione.

A parte queste considerazioni econ miche, comunque, la costruzione d decodificatore ha senza dubbio il su

ascino e un valore pedagogico impor-
ante, nella didattica complessiva.

Il complesso, è infatti un esempio di ıttima applicazione delle tecniche digi-ali (ed in parte anche dell'impiego de-;li "op-amp") per il trattamento e l'ela-ıorazione dei segnali. Come il lettore ıvrà già avuto modo di notare osser-'ando le fotografie del complesso, non erve alcun sistema esterno, per la let-ura delle lettere, delle parole e delle rasi decodificate, come potrebbe esse-e il solito televisore o peggio un moni-or apposito. L'apparecchio comprende ıtto display alfanumerici che mostra-ıo i brani via via decodificati. È inte-essante notare che la lettura "ruota" la destra a sinistra, come in certe inse-;ne pubblicitarie dei supermercati o ıelle didascalie dei programmi televi-ivi in sovrapposizione; in altre parole, l testo "scorre" ed è a lettura continua.

.a *figura 1* mostra lo schema d'inter-onnessione delle piastre, o basetta che ompongono l'apparato; lo si può inter-ıretare in forma di schema a blocchi, ıer osservare tutti i settori. Poichè non ervono molti commenti, ed anzi trop-ıe premesse riuscirebbero solo a con-ondere i lettori, pensiamo sia meglio piegare *come funzionano* le sezioni.

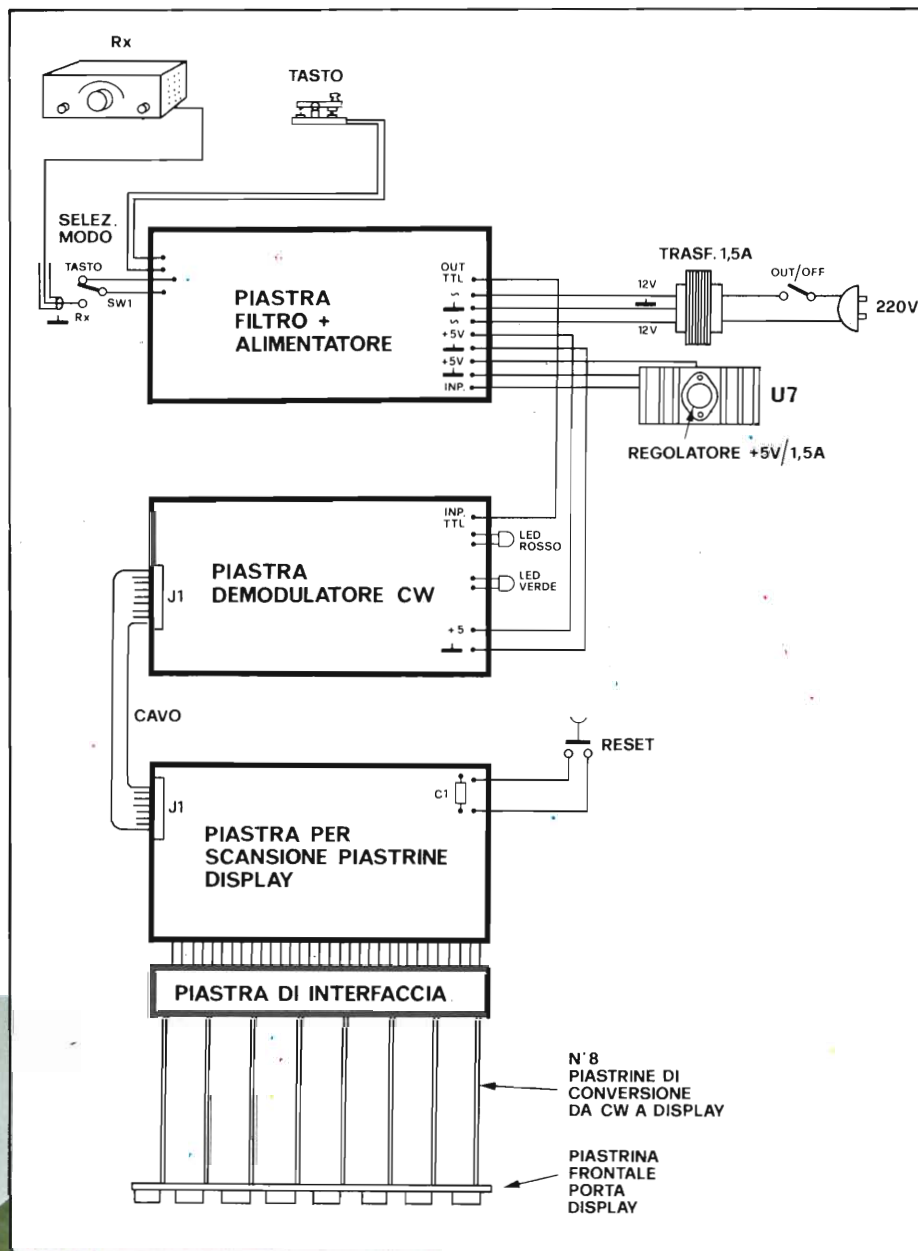



Fig. 1 - Schema di interconnessione delle piastre.

Circuito di filtro ed alimentazione

L'ingresso di questo, è formato dal tasto, e da una presa audio alla quale si porterà un segnale Morse captato tramite un qualunque ricevitore per onde corte. Se si effettua la commutazione *sul tasto*, l'operatore potrà verificare la correttezza della compilazione telegrafica man mano che manipola, riscontrando i suoi errori, o imprecisioni, perchè, lo diciamo una volta per tutte, la macchina è talmente perfezionata, che se sul display appare una lettera o una parola sbagliata, è senz'altro chi batte il tasto ad errare, perchè l'apparecchio decodifica i segnali con l'implacabile perfezione dei sistemi digitali.

L'altra funzione del pari importante,

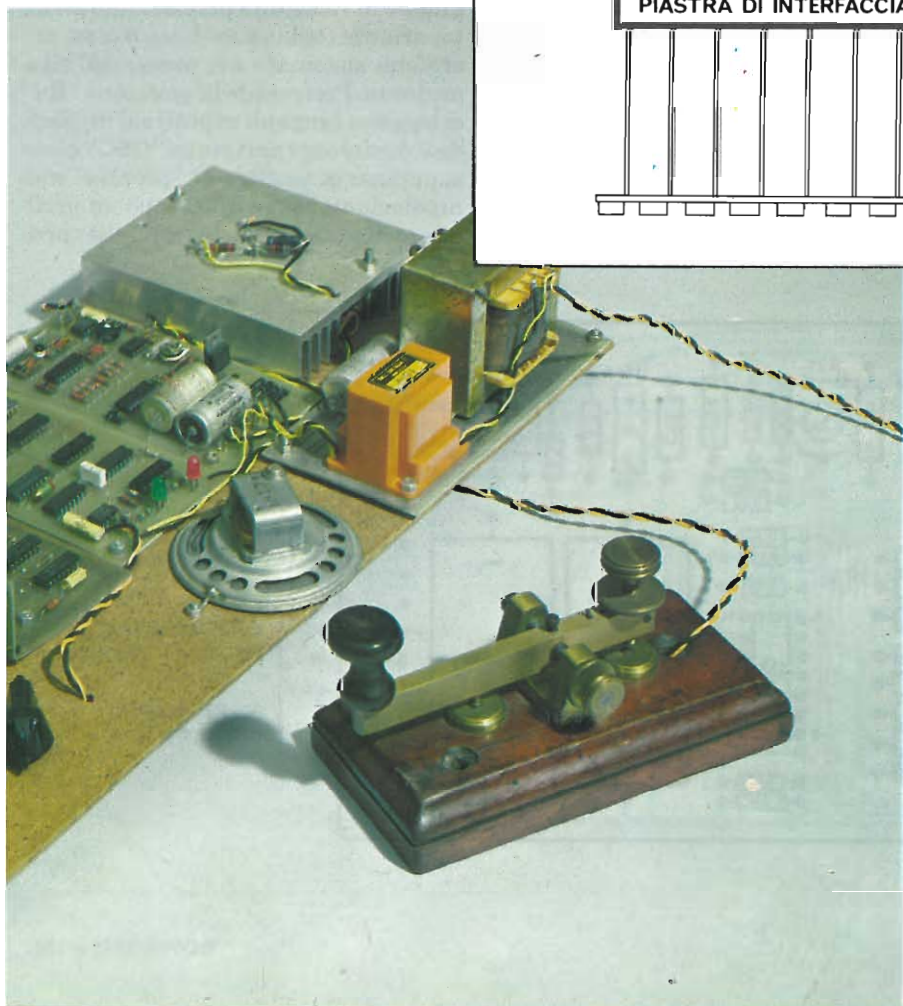
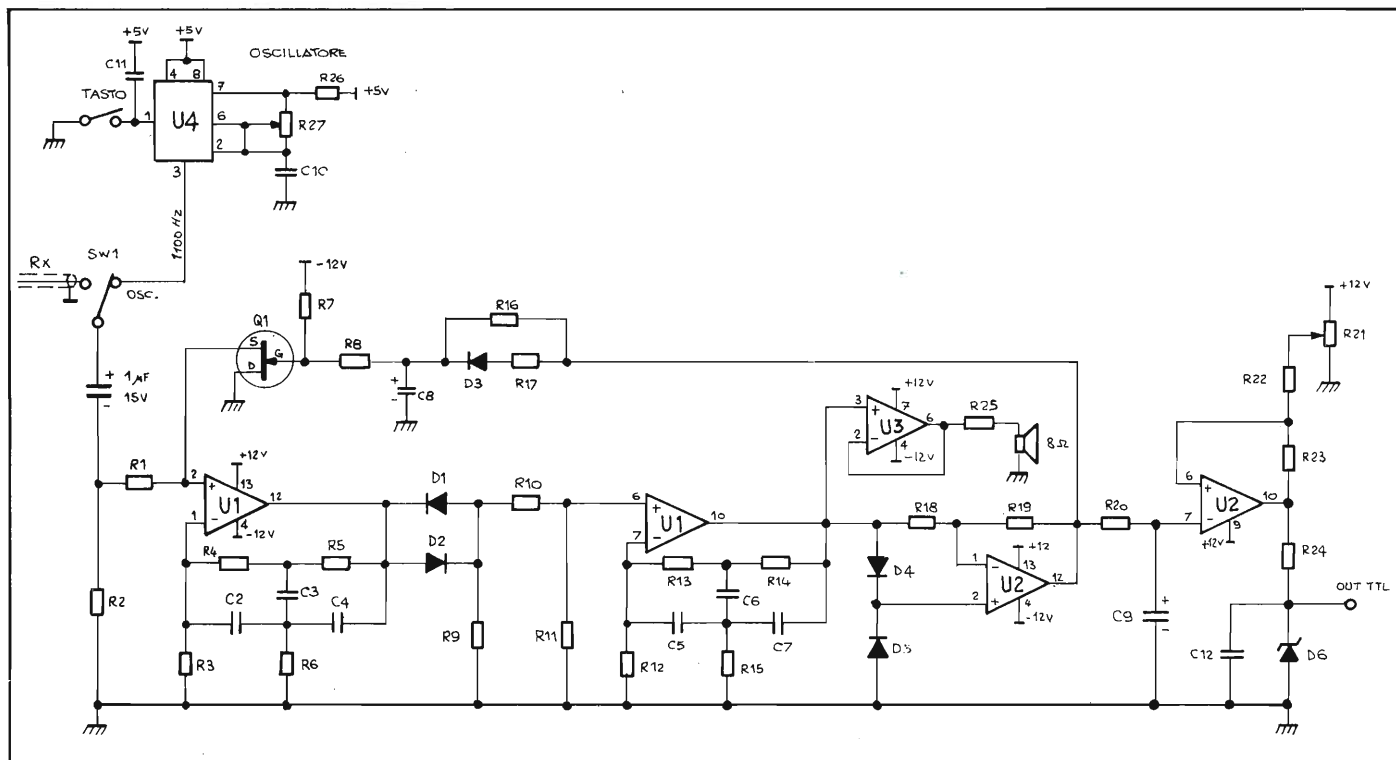



Fig. 2.

si ha con la commutazione del deviatore d'ingresso *su "RX"*. In quest'altro caso, i segnali captati via radiofrequenza dal ricevitore sono portati "in chiaro" sul display, e siccome l'ingresso farà capo in via diretta all'altoparlante dello RX, sarà possibile udire il codice e vedere la corrispondenza sul display *contemporaneamente*. Anche questo è un eccellente sistema per apprendere il Morse, ed anzi per studiare lo "stile" dei diversi operatori telegrafici professionisti internazionali, cosa che nessuna scuola insegna. Il nostro decodificatore ha una velocità tanto elevata, che il display riporta i messaggi inviati anche dal più rapido degli operatori; in questo senso non vi sono problemi. Il settore di filtro è dotato anche di un altoparlantino sussidiario, che volendo può essere sostituito da una cuffia visto che nella maggioranza dei casi, gli operatori CW impiegano appunto la cuffia, in ricezione. Crediamo che non occorra dir altro, perchè sarà ormai chiaro che questo apparecchio è studiato in modo *molto* sagace, e che rappresenta il "trainer" ideale.

Passiamo quindi alla *figura 2*, che riporta lo schema elettrico dell'oscillatore e filtro.

La sorgente del segnale la si sceglie tramite SW1. Il cavetto schermato che giunge al ricevitore può far capo all'altoparlante (bobina mobile), o a un microfono sistemato nei pressi dell'altoparlante. Preferendo la posizione "Rx" si leggono i segnali captati sul display. Se il deviatore è portato su "OSC" come sappiamo si verifica al "propria" manipolazione. Serve allo scopo un oscillatore di nota, prima di tutto, che corri-

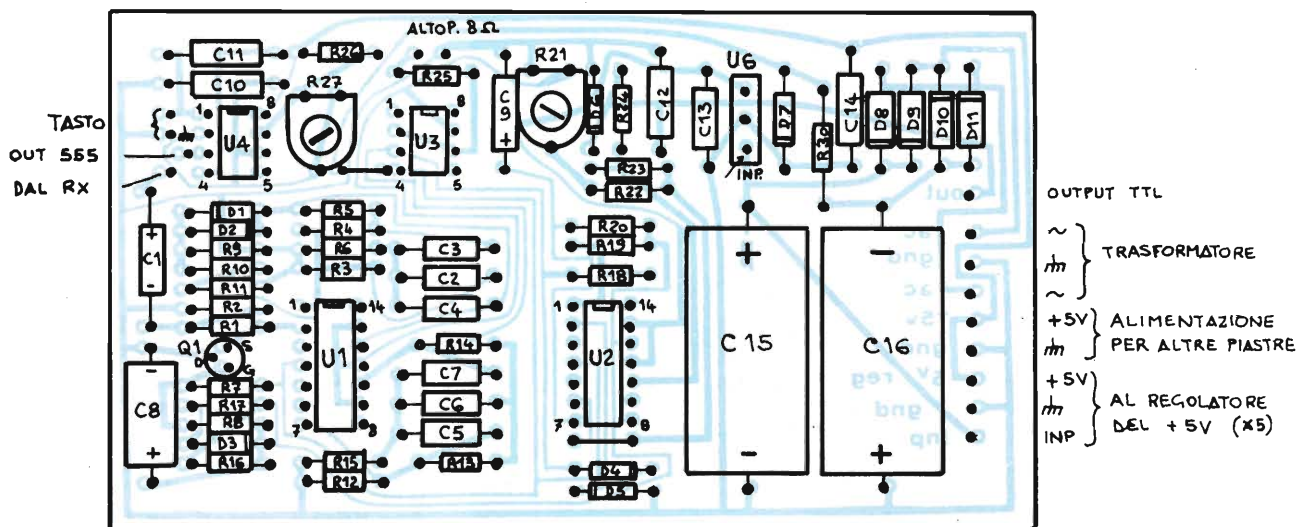



Fig. 3.

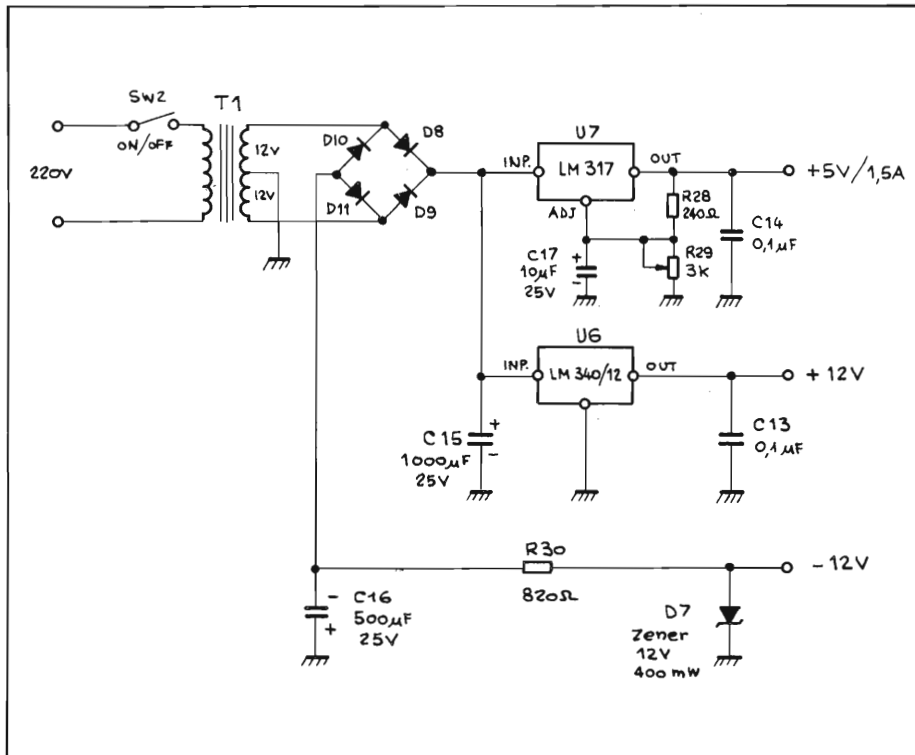



Fig. 4.

ELENCO COMPONENTI

Resistenza

R1 = 4,7 kΩ
R2-R18
R19 = 10 kΩ
R3-R12 = 200 Ω
R4-R5-R13
R14-R24 = 2,2 kΩ
R6-R15 = 180 Ω
R7-R16 = 100 kΩ
R8-R10 = 39 kΩ
R9-R22 = 1 kΩ
R11 = 470 Ω
R17-R20 = 1,5 kΩ
R21 = 5 kΩ trimmer
R23 = 68 kΩ
R25 = 47 Ω
R26 = 47 kΩ
R27 = 100 kΩ trimmer
R30 = 820 Ω

Condensatori

C1 = 1 µF 15 V
C2÷C7
C11÷C13 = 100 nF 100 V
C8 = 150 µF 15 V
C9 = 6,8 µF 15 V
C10 = 10 nF
C15-C16 = 1000 µF 25 V

Semiconduttori - Varie

U1-U2 = µA 747
U3 = µA 741
U4 = NE 555
U6 = 7812 (regolatore +12 V)
D1-D2 = 1N914
D3÷D5 = 1N270 (germanio)
D6 = Zener 4,7 V - 400 mW
D7 = Zener 12 V - 400 mW
D8÷D11 = Diodi da 2A
Q1 = Fet 2N 3823 o altri

sponde al circuito che impiega lo "U4". Detto è un ben noto NE555 (555) che funziona a rilassamento, cioè tramite la carica-scarica del C10 da parte dei comparatori di soglia interni e da R26-R27. In pratica, quando la tensione del C10 raggiunge i due terzi della tensione d'alimentazione, il comparatore di soglia superiore sincronizza il flip-flop interno e si ha l'inizio della scarica tramite R27, ma uando la tensione scende ad un terzo dell'alimentazione, scatta il comparatore di soglia inferiore ed ha inizio un nuovo ciclo. Il segnale generato in tal modo, è di forma quadrata-rettangolare, e la ripetizione dei cicli può essere variata tramite il valore del trimmer R27, in pratica il controllo della frequenza di lavoro. Con R26, R27 e C10 come appaiono all'elenco delle parti, si può effettuare la regolazione per un'uscita a 1100 Hz. Tale valore, non è scelto a caso, ma a ragione, perchè l'orecchio umano ha normalmente il picco di massima sensibilità appunto stabilito intorno ai 1000 Hz, e perciò quasi tutte le emissioni telegrafiche, quando sono modulate, impiegano frequenze analoghe. Quando non sono modulate, è l'operatore che regola il BFO del ricevitore in modo da ottenere il battimento intorno ai 1000 Hz. Il segnale dell'U4, nella posizione "OSC" attraversa il condensatore da 1 µF e giunge all'ingresso non invertente dell'amplificatore operazionale U1, che come l'U2 fa parte di un µA 747. Detto, serve come filtro attivo passabanda a doppio T, e l'accordo, intorno a 1000 Hz, è stabilito da R4, R5, C3, C2, C4, R6. Chi volesse avere una descrizione molto accurata dei filtri attivi di questo genere, e le relative procedure di calcolo, che ora non è il caso di riportare perchè occuperebbero diverse pagine, e si verrebbe ad esporre un "argomento nell'argomento" che esulerebbe dagli scopi che si prefigge l'articolo, può consultare il manuale "La progettazione dei filtri attivi IC, con esperimenti", edito dal Gruppo Editoriale Jackson, Milano, autore H.M. Berlin, pagina 8-39 e seguenti. Proseguiamo. I diodio D1, D2, all'uscita del filtro, servono come limitatori di soglia. Il secondo amplificato-

Fig. 5.

ELENCO COMPONENTI

SW2	= interruttore a levetta	
T1	= trasformatore 12V +12V/1,5 A con presa centrale	
U7	= regolatore integrato regolabile LM 317	
C14	= cond. 0,1 μF	Sono montati direttamente sui reofori di U7
C17	= cond. 10 μF 25 V	
R28	= res. 240 Ω 1/4 W	
R29	= trimmer 3 kΩ mont. orizzontale	

Tutti gli altri componenti sono richiamati sulla piastrina oscillatore + filtro

re operazionale compreso nel μA 747, sempre indicato come U1, svolge le identiche funzioni di quello già visto, e siccome i valori dei componenti passivi sono eguali, anche la curva di filtro, lo è. L'integrato U3 è il comunissimo modello μA 741, in questo caso impiegato nell'abbastanza insolita configurazione di amplificatore d'uscita per altoparlante. Si tratta in pratica di un "voltage follower" (inseguitore in tensione), non invertente, quindi un sistema dal guadagno unitario: si noti la connessione diretta dell'ingresso invertente con l'uscita. La R25 evita che la corrente dal reoforo 6 alla massa, attraverso la bobina mobile dell'altoparlante, assuma un valore distruttivo.

Certo, in tal modo l'altoparlante non eroga potenze "assordanti", ma ci si deve rammentare che si tratta solo di una "spia" acustica, visto che il diffusore dello RX sarà sempre in funzione, durante il lavoro sui segnali captati, e che è preferibile l'impiego di una cuffia (sempre da 8 Ohm) quale elemento di monitor. Una normale cuffia dalla qualità abbastanza buona, con 10 ... 30 mW di segnale audio eroga già un valore acustico abbastanza importante.

Le due sezioni "U2" del circuito, sono le due metà di un altro ad onda intera, e tramite il FET Q1, che più che altro serve come resistenza variabile controllata da D3 (C8 è un filtro spianatore e determina la costante di tempo del circuito, con gli elementi resistivi), forma un circuito AGC. In pratica, con un segnale eccessivo il guadagno delle unità attive di filtro si riduce, ed il contrario nel caso opposto. La seconda sezione dello U2, posta dopo R20 e C9, è collegata come trigger di Schmitt ed eroga dei segnali dalla forma rettangolare pilotati dall'ingresso. In pratica, la soglia del funzionamento è prestabilita in fase di messa a punto ruotando il trimmer R21, ed i segnali d'uscita sono limitati in ampiezza tramite lo zener D6. In tal modo si ha un valore di cresta che vale 4,7V, perfettamente TTL-compatibile. Ciò è importante per l'ingresso degli stadi successivi, cioè per il demodulatore, che osserveremo nella puntata successiva.

Concludendo questa prima trattazione, vedremo ancora l'alimentatore, che come mostra la *figura 3*, è montato sulla medesima basetta dell'oscillatore di nota e filtro. Lo schema del "power supply" appare nella *figura 4*, ed è abbastanza semplice. Per il funzionamento della nostra "macchina decodificatrice" serve la tensione "TTL" di 5V, più la tensione differenziale (con zero al centro, massa) di +/— 12V per gli op-amp etc. Per non complicare troppo l'alimentatore, s'impiega un trasformatore di rete che eroga 12 + 12 V su di un solo secondario. Vi è un rettificatore a ponte (diodi dal D8 al D10), un filtro-serbatoio sul positivo: C15 ed uno sul negativo: C16. Seguono i regolatori a tre terminali U7 ed U6. Il funzionamento dell'ultimo è ovvio, il C13 evita che possano nascere instabilità ed inneschi. Nel circuito dell'U7, il trimmer R29 serve per regolare esattamente a 5V l'uscita, in modo che i circuiti integrati TTL possano lavorare nel miglior modo e senza alcuna incertezza nella commutazione.

È da notare che il negativo del ponte non va a massa, ma perviene allo spianatore C16, quindi allo stabilizzatore D7 che ha come resistenza di carico R30. In tal modo, appunto, si ricava la tensione negativa a 12V; un compito analogo potrebbe essere stato svolto da un regolatore a tre terminali funzionante sul negativo. I componenti C17, R28 ed R29 non appaiono sulla basetta stampata di figura 3, perchè sono direttamente cablati tra i terminali dell'IC U7.

I prototipi, si sa, prevedono sempre qualche "variazione-dell'ultimo-momento" e queste è tale.

La figura 3 mostra i terminali d'ingresso e le varie uscite. Al momento non esponiamo alcuna nota di montaggio e messa a punto perchè tutti i suggerimenti del genere, saranno raggruppati al termine della descrizione, prima di tutto, per non "spezzettare" inutilmente il testo, e poi proprio perchè è *normale* effettuare i riscontri e le tarature ultimato il montaggio. ■

LA RICEZIONE DEL SATELLITE "METEOSAT"

A cura di John Cox - Parte sesta

Se la riproduzione "Fax" delle immagini METEOSAT non è necessaria, e si limita il settore che elabora le immagini ad un display video, la complessità della stazione ricevente può essere ridotta in modo considerevole; l'archiviazione delle mappe ricevute, resta comunque possibile perchè ciascuna è ripresa con una macchina fotografica, una volta completa. Descriviamo appunto un monitore video formato APT, che può degnamente completare il sistema, anche in assenza di un registratore a nastro e di una macchina facsimile.

Nella scorsa puntata di questa trattazione, abbiamo descritto un sistema centralizzato che elabora i segnali video, e che consente di registrarli in vari modi. Serve per avere una stazione "METEOSAT" completa, semiprofessionale. Non sempre però lo studioso vorrà allestire un apparato tanto complesso; prima di tutto per una questione di spesa.

Proprio per tale ragione, prima di dettagliare i circuiti di pilotaggio e controllo del registratore facsimile (Fax) e degli altri che servono per l'incisore a nastro, descriviamo il monitor video, comprensivo di macchina fotografica. In tal modo, chi vuole assemblare una stazione dal funzionamento perfetto, evitando però alcuni accessori non indispensabili, molto lavoro in più, e delle notevoli spese ulteriori, troverà il modo più semplice per giungere alla conclusione.

Il monitor che presentiamo è molto perfezionato, e decisamente migliore di vari complessi di produzione industriale. Poichè non si tratta quindi di un complesso elementare, nella specie, per descriverlo serviranno ancora due puntate: questa e la prossima.

Comunque, con le spiegazioni che offriamo ora, e con quelle fornite nel numero che seguirà, il lettore sarà in grado di assemblare la propria stazione METEOSAT funzionantissima, anche se priva di accessori opzionali, e di ricevere le prime immagini in diretta dallo spazio..

Iniziamo con alcune note di ricapitolo, per rinfrescare la memoria dell'appassionato che ci legge. Secondo gli accenni esposti in precedenza, l'immagine delle mappe meteo, sono tracciate in tempo reale sullo schermo di un comune tubo TV dalla grandezza media, monocromatico. La velocità di lavoro giunge a quattro righe al secondo. Il monitore ha il tubo che si affaccia in alto, e nell'involucro, che può essere ligneo, plastico o metallico (in pratica si può utilizzare proprio un involucro da monitore reperibile anche sul surplus), è inclusa la basetta EHT, l'alimentazione completa, il sistema di trattamento dei segnali video, il modulatore per l'asse Z, ed i sistemi di deflessione per gli assi X ed Y. La macchina fotografica deve essere montata sopra al tubo impiegando un semplice distanziatore.

Si può usare qualunque macchina fotografica, da una Polaroid ad una buona 35 mm. Se si vogliono fotografare automaticamente delle immagini successive, serve una fotocamera munita di motore "winder" (che avvolge la pellicola dopo ogni scatto). È anche possibile elaborare una macchina fotografica, rendendola particolarmente adatta a questo impiego, ed alcuni accenni in questo senso, sono stati espressi nelle puntate precedenti. In tutti i modi, la circuiteria elettronica, comprende un settore che serve proprio per il controllo

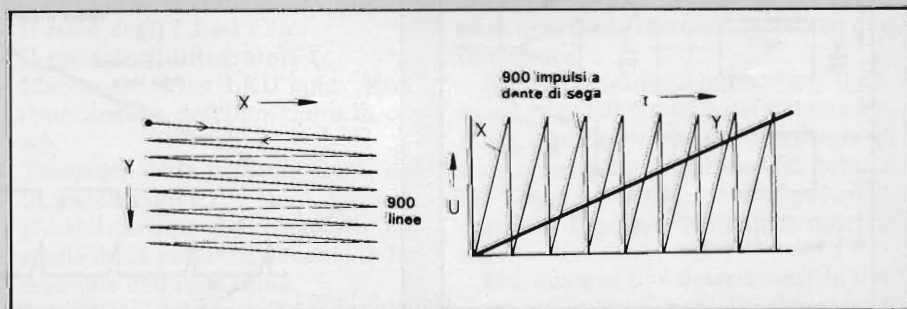



Fig. 1 - Come si forma l'immagine tramite le tensioni a dente di sega della deflessione.

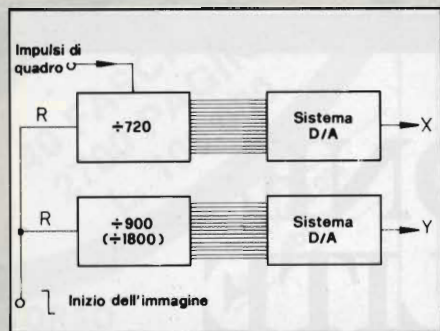



Fig. 2 - Ricavo delle tensioni di deflessione dagl'impulsi di quadro per via digitale.

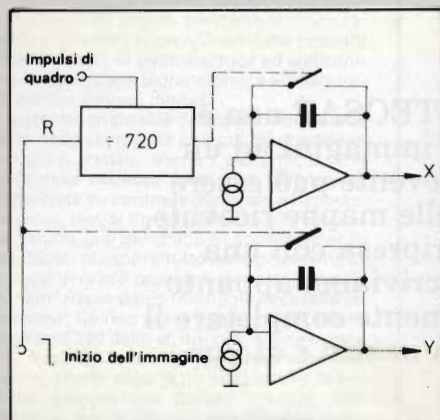
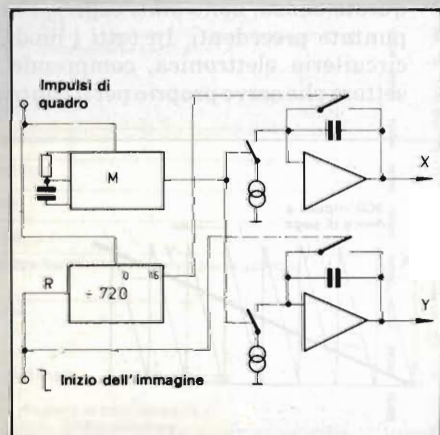



Fig. 3 - Le tensioni per l'asse X ed Y possono essere generate tramite integratori.

del tutto automatico della macchina, per il trasporto del film, per preselezionare il numero di riprese che si vogliono effettuare, e per far andare il tutto a riposo quando la pellicola è finita.

Il modulo "centrale" di tutto il sistema, genera i seguenti segnali:

— Un primo segnale a denti di sega che serve per la deflessione orizzontale.

— Un secondo, sempre a denti di sega, che serve per la deflessione verticale.

— Un segnale che controlla la luminosità del pennello elettronico con la relativa cancellazione durante il ritorno, e la soppressione del canale indesiderato, nel caso che ricevano emissioni del genere TIROS/NOOA e di altri satelliti attivi sulla banda dei 137 MHz.

— Ancora un segnale per il comando del relais che controlla il trasporto della pellicola tramite il motore della macchina fotografica.

Considerazioni di progetto

Le tensioni di deflessione, per il tubo, devono avere la medesima ampiezza per tutte le possibili velocità di trascrizione dell'immagine, per avere dimensioni sempre eguali, qual che sia il segnale captato, oltre al METEOSAT.

La *figura 1*, mostra schematicamente come si forma un'immagine. Si assume che servano 900 linee, secondo gli standard noti. Ciò significa che per l'asse X servono 900 picchi del dente di sega, ed uno per l'asse Y. Queste due tensioni diverse a denti di sega, sono prodotte dal cosidetto generatore di quadro, che è pilotato dai segnali video che pervengono dal ricevitore. Tale generatore reca la sigla DC3 NT 009.

La commutazione della velocità è compresa negli impulsi che formano il quadro, quindi si avranno 720 impulsi per linea a tutte le velocità. Per ottenere la corretta tensione a dente di sega per la deflessione orizzontale, è quindi necessario dividere gl'impulsi di quadro per 720.

Il concetto espresso, deriva da un principio chiaramente digitale, per l'elaborazione video, ed in teoria, in tal modo è possibile l'adattamento ad ogni sorta d'impiego. In pratica, per realizzare il sistema vi è un punto debole, rappresentato dal convertitore analogico-digitale. Anche se s'impiega un dispendioso convertitore analogico-digitale a 10 Bit, i "salti" dei bit non risultano sempre identici. Ciò può portare ad un difetto nella formazione dell'immagine: le linee scure, durante le quali il pennello elettronico riattraversa lo schermo possono risultare troppo lunghe, e quelle luminose, possono subire una deflessione insufficiente. Si può assumere che un bit corrisponda all'incirca ad un punto dell'immagine; con un errore di un mezzo bit da parte del convertitore analogico-digitale, il tempo di esposizione per questo particolare, può quindi essere erroneo per più o meno il 50%, e la differenza, in tal caso sarebbe chiaramente visibile, visto che il film è impressionato con il prodotto dell'intensità luminosa e del tempo.

Il principio integratore mostrato nella *figura 3* elimina questo svantaggio; l'andamento della tensione d'uscita (= rispetto alla velocità del pennello elettronico), dipende unicamente dalla intensità di carica e dalla capacità del condensatore d'integrazione. Vi è però una necessità non ancora risolta con l'impiego di questo circuito, ed è quella di avere immagini sempre eguali quale che sia la velocità di lavoro, e la comprensione del "wow" e del "flutter" del registratore a nastro che può essere usato come accessorio.

Una combinazione di metodi che soddisfa tutte le necessità è mostrata nella *figura 4*.Il relativo funzionamento appare nella *figura 5*.

Il grafico mostra un campione dei segnali X ed Y, per la velocità di 240 linee per minuto, nella prima metà dell'immagine, e di 120 linee al minuto

Fig. 4 - Combinazione finale dei circuiti digitali ed integratori.

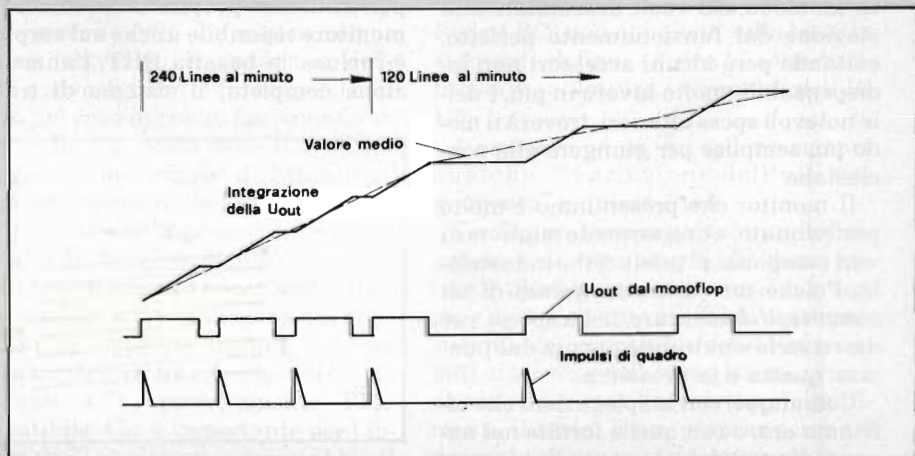



Fig. 5 - Campione della tensione a dente di sega a due diverse velocità.

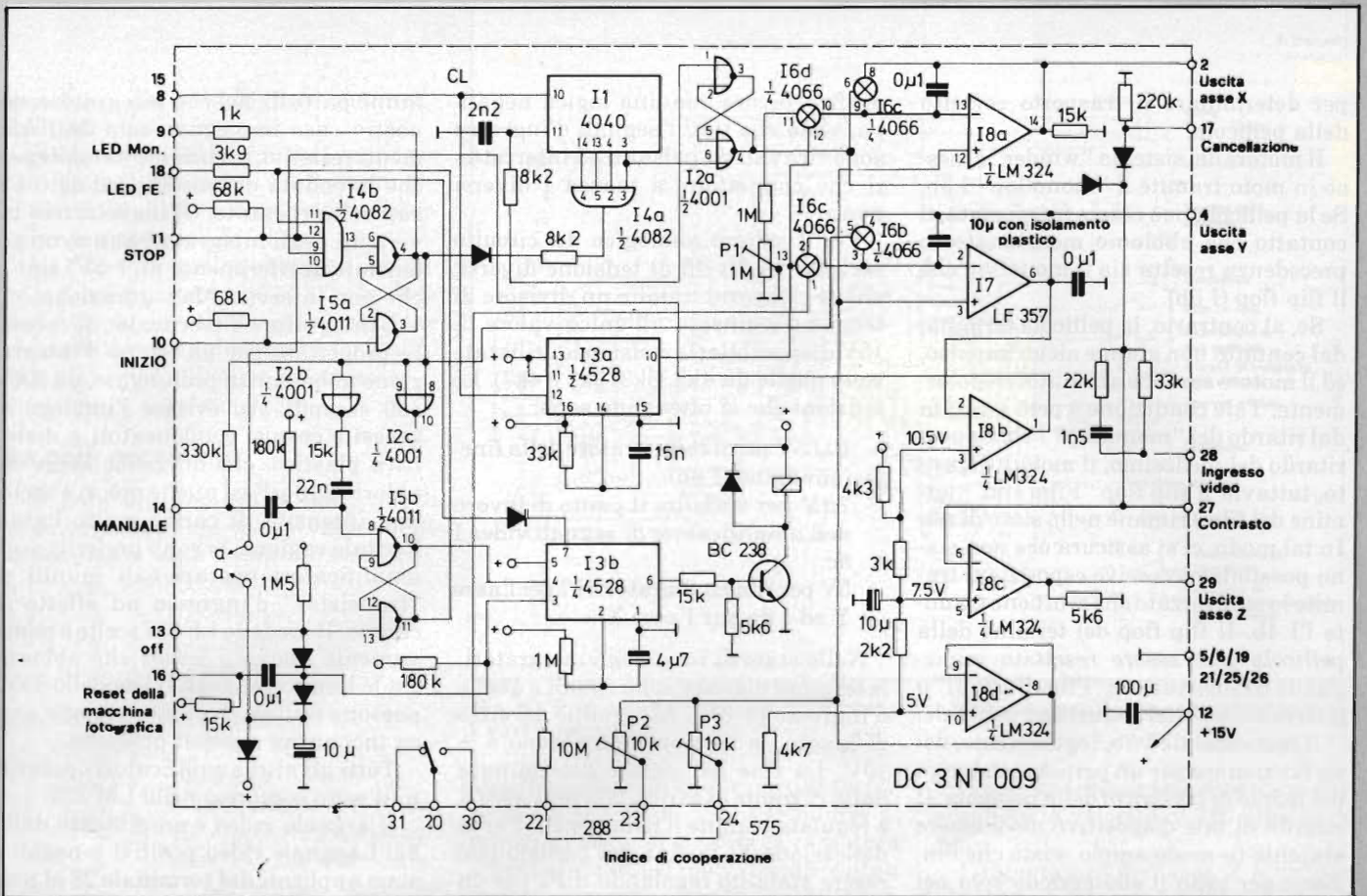



Fig. 6 - Schema elettrico completo del modulo generatore di sincro e di altre funzioni di controllo per il monitore.

nella seconda metà.

Si fa partire un multivibratore monosabile in coincidenza con ciascun impulso di quadro; le tensione X ed Y sono integrate solo durante l'impulso di multivibratore. Di conseguenza, ciascun impulso di quadro aumenta la tensione d'uscita per l'asse X di 1/720, o la tensione Y di 1/720 per il numero delle linee. Nel caso della velocità più bassa di 240 linee per minuto, si prolungano solo le pause tra gl'impulsi di quadro.

Dettagli del circuito

Un contatore del tipo 4040 (I 1 nella *figura 6*) è utilizzato per il conteggio degl'impulsi di quadro e per resettare l'integratore dell'asse X (I 8a), costituito da 1/4 dello LM 320, allorchè si sono raggiunti i 720 impulsi.

Tale funzione resta sino a che lo stato del contatore corrisponde a 15, per il ritorno del raggio catodico, visto che la traccia è invisibile, nel periodo.

Il reset è ricavato tramite il flip flop I 2a; il contatore è resettato a 000 ed a 016.

In tal modo, è possibile anche evitare l'impiego dell'otturatore nella macchina fotografica, perchè quando non è necessario riprodurre un'immagine, il contatore I1, ed il flip flop I2a, continuano a rimanere nella posizione di reset, quindi lo schermo del tubo, a sua volta rimane oscuro.

L'informazione che determina se una data immagine deve essere incisa o no, è accumolata nel flip flop I 5a. Questo IC prevede un'ingresso di inizio-lavoro (start), e quattro ingressi di stop (I 4b) che hanno priorità eguali.

S'impiega una logica negativa, il che significa che nello stato di riposo gl'ingressi hanno il valore della +Ub, e sono attivati a 0V (valore del comune).

Il flip flop I 5a, controlla le cinque funzioni qui di seguito dettagliate:

- Il reset degli I 1 ed I 2a.
- Il reset degli integratori Y.
- L'accensione del LED spia "Mon" (Formazione dell'immagine in corso).
- Trasporto della pellicola prima della registrazione.
- Disabilitazione del trasporto manuale della pellicola durante la formazione dell'immagine.

Il flip-flop I 5a controlla le seguenti condizioni di stop:

- Controllo del reset.
- Stop diretto all'esterno (terminale 11 del connettore).
- Stop dello scorrimento della pellicola.
- Set del flip-flop del termine della pellicola (F.E.).
- Stop quando l'integratore Y ha raggiunto il termine dell'immagine.

Il controllo del trasporto del film, che si effettua tramite il motore, è a sua volta parte di questo settore operativo. È erogata la tensione di 7V che alimenta il "winder" (sistema automatico motorizzato di trasporto della pellicola) della macchina a 35 mm.

Il motore fa funzionare un contatto che si chiude quando la pellicola è scorsa di quel tanto che corrisponde ad una immagine.

Serve il contatto a pulsante, collocato sul pannello frontale del sistema monitor, che fa avanzare la pellicola di una immagine. L'utilizzo del detto, è far "partire" il film in una posizione corretta, dopo aver caricato la macchina.

Ma, come si può determinare la fine della pellicola? È noto che il film è fissato, da una parte, al suo rullo. Un monoflop ed un flip flop, servono appunto

per determinare il trasporto corretto della pellicola.

Il motore del sistema "winder" è messo in moto tramite il "monoflop" I 3b. Se la pellicola può essere trasportata, il contatto che abbiamo menzionato in precedenza resetta sia il monoflop che il flip flop (I 5b).

Se, al contrario, la pellicola termina, dal contatto non giunge alcun impulso, ed il motore sarebbe azionato irregolarmente. Tale condizione è però limitata dal ritardo del "monoflop" I 3b. Dopo il ritardo del medesimo, il motore è spento, tuttavia il flip flop "Film end" (termine del film) rimane nello stato di set. In tal modo, ci si assicura che non siano possibili successive esposizioni tramite lo stop forzato che si ottiene tramite l'I 4b. Il flip flop del termine della pellicola può essere resettato impiegando o l'interruttore "Film End Off" o il terminale 13 del connettore generale.

Il monostabile I 3b, logicamente, deve funzionare per un periodo più lungo del tempo di trasporto della pellicola. Il ritardo di tale dispositivo deve essere stabilito in modo ampio, visto che funziona per tutto il suo periodo solo nel caso dell'ultima immagine.

Ovviamente, tutto il sistema descritto per il controllo dela macchina fotografica lavora con una logica negativa, visto che tutti i segnali d'ingresso sono ricavati da pulsanti ed interruttori che connettono a massa i diversi punti.

Per il settore analogico del circuito servono tre livelli di tensione diversi, che si ricavano tramite un divisore di tensione connesso all'unico valore di 15V disponibile (le resistenze utilizzate sono quelle da 4k3, 3k3, 2k2 e 4k7). Le tensioni che si ottengono sono:

+ 10,55V per il comparatore della fine-immagine (I 8b).
+ 7,1V per stabilire il punto di lavoro dell'amplificatore di segnali video I 8c.
+ 5V per i due integratori (I 7 per l'asse Y ed I 8a per l'asse X).

Nello stato di reset degli integratori, le tensioni d'uscita sono eguali a quelle d'ingresso (+ 5V). Al termine del ciclo di lavoro, le tensioni aumentano a + 10V. La fine del ciclo è determinata dalla corrente di carica, che per l'asse X è regolata tramite il trimmer P1. Per la deflessione Y, la fine del periodo può essere stabilito regolando il P2 per un indice di cooperazione di 288, ed il P3 per 576.

Le sorgenti di corrente costante che fanno parte di ciascun integratore, nel nostro caso impiegano solo degli elementi resistivi; la corrente è stabile perchè la caduta di tensione sui detti è a sua volta costante. Gl'ingressi non invertenti degli integratori hanno un potenziale di riferimento di + 5V, sino a che non interviene la saturazione.

L'integratore Y (verticale), deve essere progettato per un tempo d'integrazione abbastanza prolungato, da 200 a 400 secondi. Ad evitare l'impiego di grossi e costosi condensatori a dielettrico plastico, che dovrebbe avere dei valori di 10 μF ed anche più, si è scelta una intensità di carica molto bassa. Per tale ragione, si sono preferiti degli amplificatori operazionali muniti di "transistor" d'ingresso ad effetto di campo. Il modello LF 357 scelto è relativamente nuovo; i lettori che abbiano tra le loro scorte degli IC modello 8007, possono utilizzarli in sostituzione, senza incontrare speciali problemi.

Tutti gli altri amplificatori operazionali sono compresi nello LM 324.

Il segnale video è amplificato dall'I 8c. I segnali video positivi e negativi sono applicati dal terminale 28 al punto di somma tramite un sistema RC. Il potenziometro della luminosità giunge a sua volta a questo punto tramite una

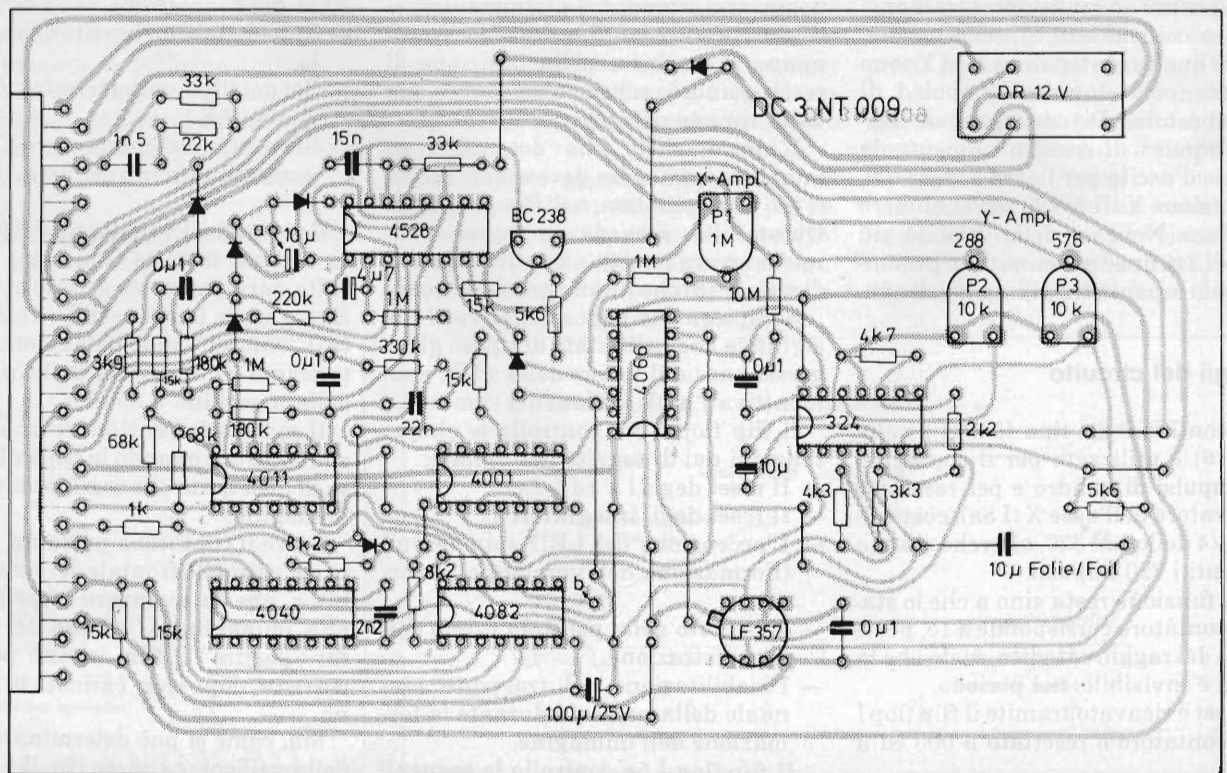



Fig. 7 - Il modulo ha la convenzionale ramatura solo sulla superficie inferiore. Per completare le connessioni servono 17 ponticelli da inserire sul lato-parti.

resistenza da 100 kΩ che è compresa nel pannello.

Il regolatore del contrasto è connesso tra il punto di somma ed il terminale d'uscita 29. Tale potenziometro determina il guadagno dell'I 8c.

Vi è una limitazione esterna che impiega una resistenza da 15 kΩ, che deve esser preso in ottima considerazione durante il cablaggio, perchè il circuito integrato può divenire difettoso se il contrasto è regolato a zero.

Le parti necessarie

Il pannello impiega le parti qui di seguito dettagliate (per i valori delle resistenze si veda il circuito elettrico):

I 1 : IC 4040.
I 2 : IC 4001.
I 3 : IC 4528.
I 4 : IC 4028.
I 5 : IC 4011.
I 6 : IC 4066.
I 7 : LF 357 H (Siemens).
I 8 : LM 324.
Tr : Transistore PNP per BF, modello BC413 oppure BC 238 o similare.
Diodi : Al silicio, modello 1N4151 oppure 1N4148 o similari (ne servono complessivamente otto.
Relais : SDS modello DR 12V.
Connettore : Modello a 31 poli (DIN 41617 Siemens).
Potenziometri trimmer : Ne servono due da 10 kΩ ed uno da 1 MΩ.
Condensatori a film plastico: Ne servono, 1 da 1n5, 1 da 2n2, 1 da 15 nF, 1 da 22 nF, quattro da 0,1 μF.
Serve anche un condensatore a film plastico di tipo professionale: 10 μF e 63 V, con una spaziatura tra i terminali di 27,5 mm.
Condensatori al tantalio a goccia : Ne serve uno da 4,7 μF/25VL, più due da 10 μF/25VL.
Condensatori elettrolitici : Ne serve uno solo, per il montaggio verticale, da 100μF/25V.

Dettagli costruttivi

Il modulo, come gli altri che fanno parte di questo settore del sistema, ha le misure "Eurocard". La *figura 7* mostra il piazzamento delle parti sulla basetta da 160 x 100 mm. Per ridurre al minimo i costi, si è scelta la ramatura singola, ma in tal modo sono risultati necessari molti ponticelli: ben 17 in tutto! Questi si vedono nella figura 7. L'unico ponticello molto prolungato, che collega i punti "a" "b" nella *figura 7*, deve essere munito d'isolamento, come si vede nella fotografia.

Il condensatore professionale a film plastico da 10 μF non deve essere montato perpendicolare alla basetta, ma posto orizzontalmente, usando per il fissaggio del mastice acrilico, dopo aver introdotto i conduttori nei forellini previsti. Le altre parti non danno alcuno speciale problema, e si consiglia di montare prima le resistenze fisse, poi i condensatori non polarizzati, poi gli IC, il transistor ed il condensatore elettrolitico, quindi i trimmer ed il relais.

Fig. 8 - Piano delle connessioni da eseguire tra la basetta commentata nel testo ed i vari controlli.

Le connessioni e l'allineamento

La *figura 8* mostra le interconnessioni tra la basetta, i controlli e gli altri settori.

L'unico allineamento necessario, è quello della massima ampiezza della tensione a denti di sega (fine del ciclo). L'inizio del ciclo non abbisogna di allineamento.

L'ampiezza terminale della tensione a dente di sega per l'asse X, deve essere regolata, con l'impiego di un oscilloscopio, a + 10 V; il potenziometro trimmer P1 serve appunto a tale scopo, e si deve scegliere la velocità di 240 linee al minuto.

L'integratore dell'asse Y è un poco più difficile da regolare; serve un voltmetro digitale collegato all'uscita Y ed il tempo deve essere bloccato quando la tensione a dente di sega aumenta di 1V. Con un indice di cooperazione di 288, il valore corrisponde a 45 secondi, ed a 90 secondi nel caso dell'indice a 576. Con un indice di cooperazione di 288, si deve regolare il P2, e con un indice di 576 si deve regolare il P3.

Con ciò, la descrizione di questo modulo è terminata, e per realizzare il monitor, si devono ancora assemblare gli stadi finali della deflessione, e la scheda dell'EHT.

Descriveremo tutto il resto del sistema nella prossima puntata. ■

MICROELETTRONICA IBRIDA IN MEDICINA

a cura di Walter George

Il concetto di medicina elettronica o di "tecnica biomedica" è diventato abituale negli ultimi anni. Esso comprende le applicazioni della moderna tecnica elettronica a scopi di misura (diagnosi) o per controllo ed assistenza (terapia) di processi biologici e medici. In questo articolo descriviamo uno dei più recenti prodotti del settore: uno stimolatore elettrico del tessuto nervoso, che deve la sua esistenza alle più progredite tecnologie elettroniche

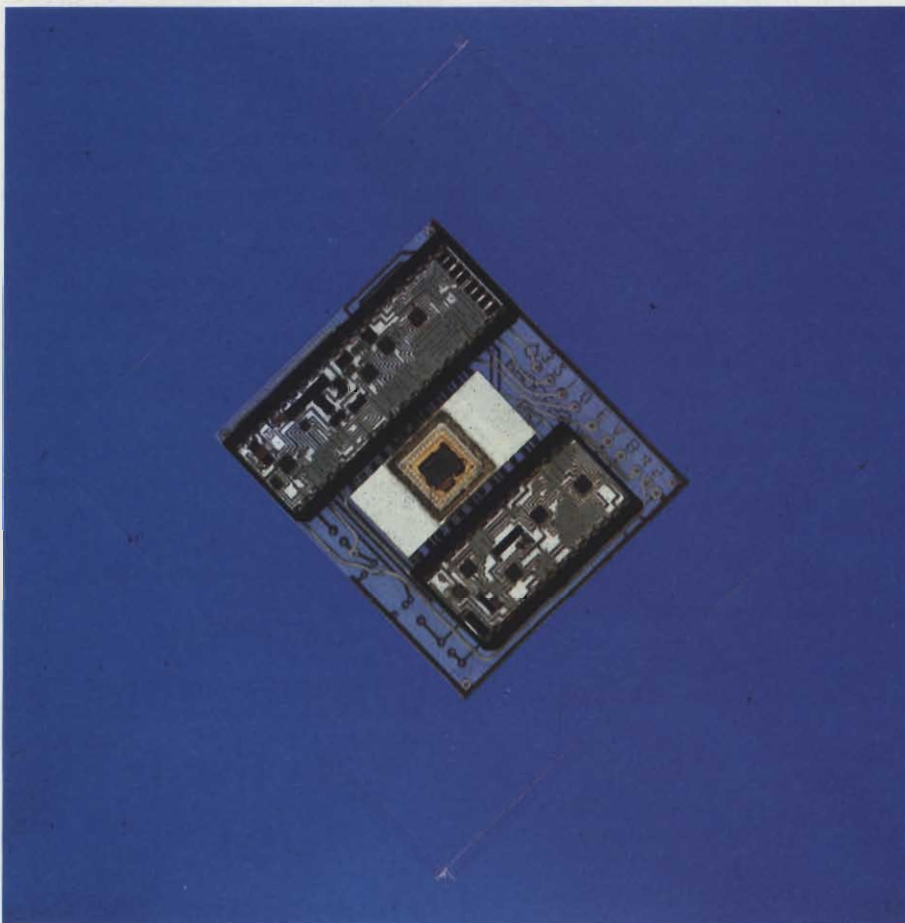



Fig. 1 - Componente principale dello stimolatore nervoso: sezione analogica con elaborazione elettrocardiografica e bioprocessore; al centro si nota la PROM.

Lo stimolatore cardiaco (noto più comunemente come "pacemaker") costituisce un classico esempio di come sia possibile riunire in un unico componente, l'insieme dei circuiti elettronici destinati alle funzioni di controllo, misura e terapia continuativa di un dato organo del corpo umano. Il progresso avvenuto dopo il primo impianto sperimentale di uno stimolatore cardiaco nel 1958 fino alla maturità attuale, ha permesso di progettare lo stimolatore nervoso, che non sarebbe stato nemmeno pensabile senza la moderna tecnica circuitale ibrida ad alta affidabilità: una tecnica che promette ancora parecchio per gli anni venturi.

Ormai gli stimolatori sono usciti dal ristretto ambito del muscolo cardiaco e possono essere impiegati anche in altre situazioni patologiche del corpo umano. Lo stimolatore nervoso, che l'opinione pubblica non conosce ancora bene come avviene per il "pacemaker", può tuttavia salvare molte vite umane in situazioni critiche. Teoricamente questo apparecchio è in grado di stimolare elettricamente i nervi in qualsiasi punto dell'organismo, comandandone le funzioni quando venga a mancare il controllo naturale. La collaborazione interdisciplinare tra medici ed elettronici ha già permesso l'attuazione di alcuni apparecchi del genere; l'esempio

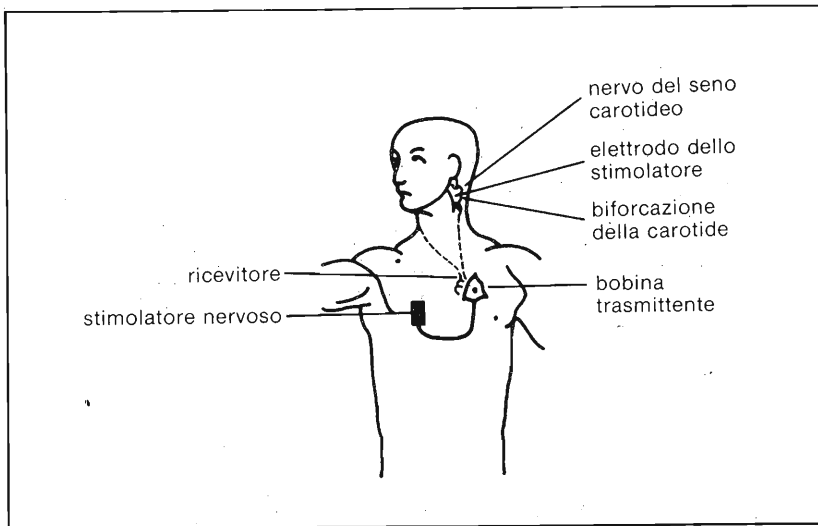



Fig. 1a - Posizione schematica dello stimolatore nervoso: esternamente si trovano lo stimolatore e la bobina trasmittente.

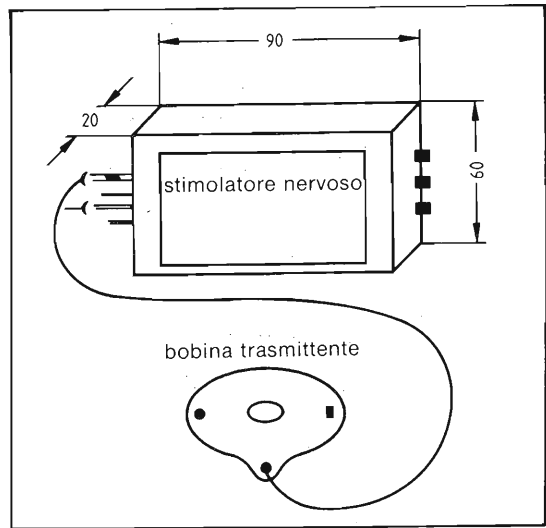



Fig. 2 - La parte esterna del sistema di stimolazione dei nervi

che descriveremo si riferisce alla regolazione dell'ipertensione arteriosa ed al trattamento dell'"angina pectoris". Altri sistemi affini sono stati messi a punto per il sostegno della funzione respiratoria e per la stimolazione di zone sensibili del midollo spinale a scopo anestetico. I circuiti integrati ibridi sono anche utilizzati nel campo della stimolazione muscolare (ad esempio in alcune malattie della vescica urinaria) e per eccitare alcune zone della corteccia cerebrale allo scopo di trasmettere informazioni utili a chi è privo della vista.

Panoramica sugli attuali sviluppi degli stimolatori nervosi e sugli obiettivi futuri

Sia negli USA che in Europa questi apparecchi sono tuttora presi in considerazione con una certa prudenza, soprattutto per i seguenti motivi: non si può effettuare l'impianto di tutto l'apparecchio, come avviene per gli stimolatori cardiaci, perchè i circuiti di elaborazione assorbono troppa corrente e devono perciò essere situati all'esterno del corpo; in secondo luogo l'intervento chirurgico non è dei più semplici; infine, gli strumenti finora prodotti, a causa della tecnica costruttiva di tipo convenzionale, sono troppo grandi e poco maneggevoli per il paziente.

La collaborazione interdisciplinare tra la ditta berlinese di prodotti medici BMT-Falk Witt, il laboratorio di microelettronica ibrida del politecnico di Berlino ed il gruppo di progettazione degli stimolatori nervosi della scuola superiore di fisica di Berlino hanno avuto come risultato la sperimentazione clinica di un nuovo stimolatore nervoso a reazione elettronica, per il trattamento dell'ipertensione (elevata pressione arteriosa) e delle malattie delle coronarie. A differenza di quanto avviene con i preparati farmaceutici (bloccanti dei recettori nervosi, eccetera), il cui componente attivo si distribuisce in tutto l'organismo portato dalla circolazione sanguigna, non esistono nel caso dello stimolatore nervoso effetti secondari quali lesioni organiche, cefalee, eccetera. Grazie alla moderna tecnica modulare ibrida, la parte esterna del sistema non supera le dimensioni di un pacchetto di sigarette ed il paziente la può portare senza problemi nel taschino della camicia. Alcuni di questi apparecchi sono già da parecchio tempo in sperimentazione clinica.

Stato attuale della tecnica

Per introdurre nel paziente gli elettrodi di platino-iridio e per impiantare il sistema ricevente (prodotto dalla ditta Medtronic) occorre un intervento chirurgico. L'impianto è collegato ai nervi che segnalano al cervello un aumento della pressione arteriosa. Una piccola bobina trasmittente circolare e piatta viene fissata sulla pelle del paziente nella zona toracica (figura 1a). Quest'ultima alimenta per induzione magnetica la parte impiantata. La bobina trasmittente e lo stimolatore nervoso esterno (figura 2) sono collegati tra loro mediante uno speciale cavo molto flessibile. Il sistema deve possedere la massima affidabilità pur avendo dimensioni ridottissime, in modo da arrecare al paziente il minimo fastidio possibile.

Per la sperimentazione clinica, si è scelta una costruzione modulare mista di circuiti ibridi a film spesso ed a film sottile (figura 1). Questa forma costruttiva garantisce una sufficiente sicurezza a tutte le persone interessate: paziente, medico e biotecnico. Nella fase di sperimentazione si può ovviare subito ad eventuali inconvenienti o disturbi sostituendo rapidamente il modulo in avaria. Una volta conclusa con successo la fase di sperimentazione clinica, si prevede un ulteriore progresso che permetterà di strutturare il circuito su un solo chip. La condizione principale per l'integrazione è la massima riduzione dell'assorbimento di corrente, così da permettere l'alimentazione con normali batterie. La batteria può essere sostituita senza problemi dallo stesso paziente.

Principio di funzionamento

Lo schema a blocchi dello stimolatore nervoso rappresentato in figura 3 mostra i moduli da 1 a 4 e la PROM. Il controllo funzionale e l'alimentatore sono contenuti nei moduli 3 e 4. Il bioprocessore è l'unita centrale di elaborazione del sistema: qui vengono elaborati gli indirizzi esadecimali dei campioni di stimolazione di volta in volta necessari, basandosi sull'intervallo tra due impulsi elettrocardiografici: questi ultimi sono rilevati mediante elettrodi a piastrina che fanno parte della sezione impiantata dello stimolatore. Dopo un ritardo regolabile, che può variare da 30 a 40 ms, il campione dello stimolo è letto nella memoria ed applicato agli ingressi del convertitore digitale-analogico sotto forma di una serie di impulsi binari che durano 250 ms.

128 diversi campioni di stimolo pos-

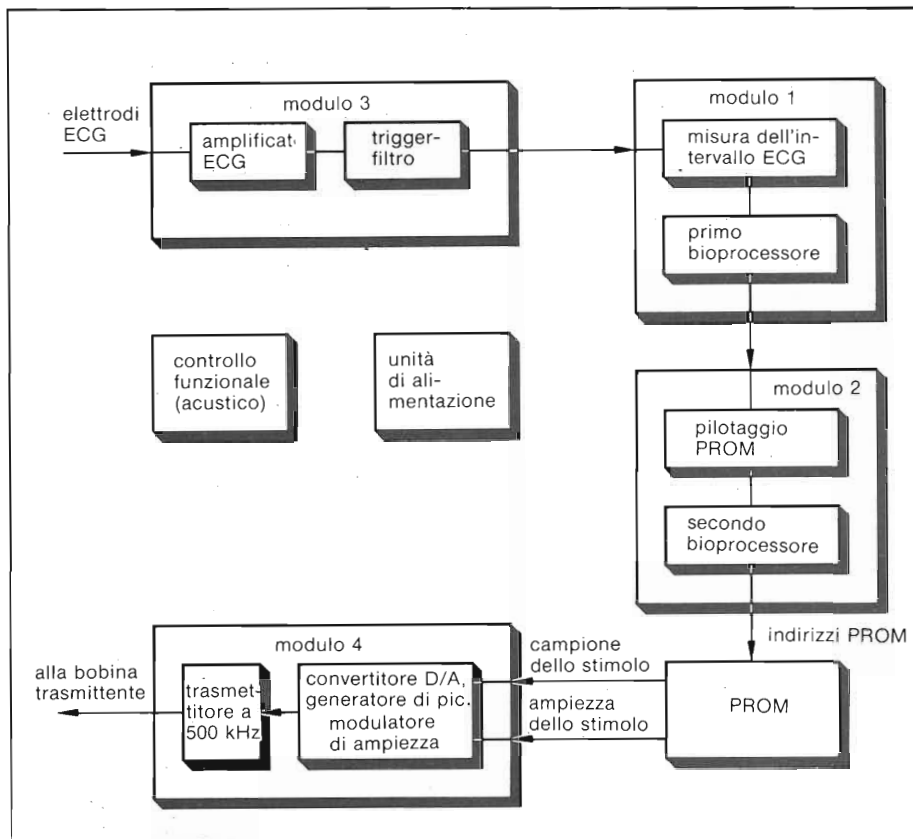



Fig. 3 - Schema a blocchi del sistema esterno.

sono essere memorizzati in una PROM; si può così coprire una vasta banda di variazione della frequenza cardiaca. Quando il processore rileva una frequenza cardiaca superiore ad un determinato valore massimo stabilito dal software, viene richiamato un campione di stimolo di media intensità: tale campione è composto da 16 parole, ciascuna di 4 bit. Per la scelta dei campioni esistono 7 bit di selezione degli indirizzi; altri tre bit servono a scegliere l'ampiezza.

L'indirizzamento della PROM dipende dall'intervallo tra due impulsi ECG, misurato per confronto con la cadenza di un clock principale ($F_z = 128$ Hz). Un primo contatore conta 40 periodi di clock, ed a questo punto il contatore binario ad 8 bit per l'indirizzamento della memoria entra in sincronismo con il clock principale. In questa fase non si può attivare nessun segnale di trigger. Il primo impulso (R) dell'onda ECG produce un impulso di trigger che predispone lo stato di conteggio tramite un doppio latch a 4 bit collegato agli ingressi di indirizzamento della PROM; il contatore viene così azzerato, inizia nuovamente la misura degli intervalli e, dopo un certo ritardo, viene scelto ed estratto dalla PROM un altro campione.

Impulso di trigger protetto

Un amplificatore differenziale composto da due amplificatori operazionali, che presenta un'elevata resistenza d'ingresso, amplifica dapprima il segnale ECG con un guadagno di circa 30. Un filtro ad arresto di banda con frequenza di 50 Hz (collegamento in serie L-R-C) è collegato direttamente alla sua uscita; l'induttanza (101 H) è del tipo attivo ed è formata da 2 amplificatori operazionali. Si ottiene così un'attenuazione del ronzio a 50 Hz pari a 48 dB. C'è poi un filtro passa-banda di secondo ordine con una frequenza centrale $f_0 = 17$ Hz. Poichè il filtro amplifica il segnale alle frequenze comprese nella banda passante, il guadagno totale è di circa 3000. Il segnale ECG amplificato e filtrato raggiunge direttamente l'ingresso invertente di un comparatore e, tramite un rivelatore di picco ed una memoria, l'ingresso non invertente. Un circuito così concepito garantisce che, se le costanti di tempo sono ben regolate, soltanto i segnali di maggiore ampiezza saranno in grado di produrre un impulso di trigger. Questo circuito relativamente complesso ha lo scopo principale di garantire una sufficiente immunità ai disturbi del rilevamento ECG. In questo chip è inoltre stabilizzata la tensione di alimentazione, che è abbassata ad un valore di 4 V, a loro volta suddivisi in +2 e —2 V per l'alimentazione degli amplificatori operazionali.

Produzione ed emissione dello stimolo

Il quarto modulo contiene tutti i componenti necessari all'elaborazione del campione dello stimolo: il campione estratto dalla PROM viene dapprima convertito da un convertitore digitale-analogico e poi livellato da un filtro passa-basso. Poichè il campione contenuto nella PROM ha sempre una durata di 250 ms, alla fine di ciascun campione la costante di tempo del passa-basso viene moltiplicata per 20. L'ampiezza della tensione decresce poi con legge esponenziale fino ad un valore limite che si può predisporre a volontà. La risposta dei recettori biologici viene così continuamente confrontata con il ritmo della pressione arteriosa. La parola contenente i dati dell'ampiezza dello stimolo modula in frequenza un generatore di picchi (la frequenza media ottimale per ciascun paziente è determinata nel corso delle operazioni di adattamento). Il generatore di picchi sincronizza a sua volta la tensione di alimentazione del trasmettitore a 500 kHz.

Per ottenere il migliore accoppiamento induttivo tra il trasmettitore ed il ricevitore impiantato, la bobina trasmittente è di forma piatta ed è impregnata di gomma siliconica. Nella bobina sono integrati due contatti per il rilievo dell'ECG.

Il modulo contiene inoltre una sezione logica per il controllo della funzione dello stimolatore. Un tasto permette al paziente di rendere udibile il suo battito cardiaco per controllare da solo la corretta posizione degli elettrodi ECG e della bobina trasmittente. Inoltre quando la batteria sta per esaurirsi, il paziente riceve un segnale acustico. L'autonomia residua dello stimolatore è di alcune ore.

Conclusione

L'importanza della tecnologia ibrida nell'elettronica medica aumenterà costantemente nei prossimi anni, per diversi motivi: principalmente per l'affidabilità (lunga durata) e le dimensioni molto ridotte dei moduli. Bisogna però

riconoscere che nei medici e nei pazienti esiste ancora un certo scetticismo nei confronti della microelettronica impiantata all'interno dell'organismo. Le ragioni possoni dipendere dalla necessità dell'intervento chirurgico, che però, come dimostrato dai pacemaker, è tollerato benissimo.

Questi dispositivi richiedono ancora miglioramenti, che riguarderanno specialmente:

— la compatibilità con i tessuti degli organi
— la durata per diversi anni della tensione di alimentazione all'interno dell'organismo
— la diminuzione del prezzo dei materiali

Walter George lavora da lungo tempo a diversi progetti di ricerca presso il politecnico di Berlino. Già nel 1957 si occupava dello sviluppo di nuove tecnologie - allora studiava la tecnica, per quei tempi nuova, dei circuiti stampati. Dal 1969 si occupa della tecnologia a film spesso, all'istituto di elaborazione dati del Politecnico di Berlino. Ha assunto successivamente la carica di direttore del laboratorio di microelettronica ibrida dell'istituto occupandosi dello sviluppo dei circuiti integrati ibridi sia a film spesso che a film sottile, dalla progettazione al prodotto finito, partecipando a diversi progetti di ricerca interdisciplinari.

Bibliografia

(1) Biomedizinische Technik, fascicolo 24, pagg. 229.....230 (79)
(2) Biomedizinische Technik, fascicolo 25, pagg. 325.....328 (80)
(3) *E. Zerbst:* Verhandlungsbericht der phisikalisch-Medizinische Sozietaet (Atti della società di medicina fisica) Erlangen 80. Grundalagen eines elektronischen nervenschrittmacher (Fondamenti di uno stimolatore nervoso elettronico).
(4) *T. Peters:* Nervenschrittmacher in der Hochdrucktherapie (Lo stimolatore nervoso nella terapia dell'ipertensione). Euromed 3/81.
(5) Annals of biomedical engineering vol. 8, 445.....458 (80). The principle of electrical carotid sinus nerve stimulation (I fondamenti della stimolazione elettrica del nervo del seno carotideo).
(6) *E. Zerbst:* Nervenschrittmacher (Stimolatori dei nervi). Herzmedizin 4/81.
(7) *H. E. Karalewski:* Nervenschrittmacher. Labormedizin, Maggio 81.

■

TELEFONO PER AUTO

Montaggio pratico della stazione mobile

di F. Pipitone - quarta parte

In quest'ultima puntata viene descritto il montaggio pratico dell'unità mobile

In *figura 1* viene dato il circuito stampato in scala 1:1, mentre la *figura 2* illustra il disegno serigrafico della disposizione pratica dei componenti. Facendo riferimento a quest'ultima è consigliabile iniziare il montaggio saldando come prima cosa i ponticelli che uniscono le piste di rame. Tutte le resistenze impiegate nell'unità mobile sono da 1/4 di W, ed al 5% di tolleranza, mentre i condensatori sono del tipo ceramico a disco e quelli a bassissima capacità sono tutti "NPO". I condensatori elettrolitici sono tutti del tipo a montaggio verticale; occorre rispettare le tensioni di lavoro indicate nell'elenco componenti. Successivamente occorre sistemare tutte le resistenze fisse, quindi i trimmer e tutti i condensatori ceramici a disco. Seguiranno poi i diodi, i transistori, e i condensatori elettrolitici che andranno montati con la corretta polarità. Seguono i circuiti integrati; ogni circuito integrato reca ben chiara la propria tacca di riferimento per la corretta inserzione nei rispettivi zoccoli. Continuate quindi con la sistemazione di tutte le medie

TABELLA FREQUENZE LT 001						
Stazione BASE (Fissa)		*Stazione MOBILE (Portatile)*		*Micro diapason*	*Segnale pilota*	*Chiamata*
RX = Fo — 10.7	TX = Fo : 6	RX = Fo — 10.7	TX = Fo : 6			
26,000 (15,300)	49,800 (8,300)	49,800 (39,100)	26,000 (4,333)	1006	4700	1300
"	"	"	"	1012	"	"
"	"	"	26,030	1027	"	"
"	"	"	"	1034	"	"
"	"	"	"	1042	"	"
"	"	"	"	1063	"	"
"	"	"	"	1072	5300	1500
"	"	"	"	1087	"	"
"	"	"	"	1092	"	"
"	"	"	"	1102	"	"
"	"	"	"	1122	"	"
"	"	"	"	1153	"	"
26,030 (15,330)	49,830 (8,305)	49,830 (39,130)	26,030 (4,338)	1185	4700	1300
"	"	"	"	1217	"	"
"	"	"	"	1251	"	"
"	"	"	"	1285	"	"
"	"	"	"	1321	"	"
"	"	"	"	1357	"	"
"	"	"	"	1395	5300	1500
"	"	"	"	1433	"	"
"	"	"	"	1006	"	"
"	"	"	"	1012	"	"
"	"	"	"	1027	"	"
"	"	"	"	1034	"	"
26,060 (15,360)	49,860 (8,310)	49,860 (39,160)	26,060 (4,343)	1042	4700	1300
"	"	"	"	1063	"	"
"	"	"	"	1072	"	"
"	"	"	"	1087	"	"
"	"	"	"	1092	"	"
26,060 (15,360)	49,860 (8,310)	49,860 (39,160)	26,060 (4,343)	1102	4700	1300
"	"	"	"	1122	5300	1500
"	"	"	"	1153	"	"
"	"	"	"	1085	"	"
"	"	"	"	1217	"	"
"	"	"	"	1251	"	"
"	"	"	"	1285	"	"
26,090 (15,390)	49,890 (8,315)	49,890 (39,190)	26,090 (4,348)	1321	4500	1300
"	"	"	"	1357	"	"
"	"	"	"	1395	"	"
"	"	"	"	1433	"	"
"	"	"	"	1006	"	"
"	"	"	"	1012	"	"
"	"	"	"	1027	5300	1500
"	"	"	"	1034	"	"
"	"	"	"	1042	"	"
"	"	"	"	1063	"	"
"	"	"	"	1072	"	"
"	"	"	"	1087	"	"
26,120 (15,420)	49,920 (8,320)	49,920 (39,220)	26,120 (4,3533)	1092	4700	1300
"	"	"	"	1102	"	"
"	"	"	"	1122	"	"
"	"	"	"	1153	"	"
"	"	"	"	1185	"	"
"	"	"	"	1217	"	"
"	"	"	"	1251	5300	1500
"	"	"	"	1285	"	"
"	"	"	"	1321	"	"
"	"	"	"	1357	"	"
"	"	"	"	1392	"	"
"	"	"	"	1433	"	"

Fig. 1 - Circuito stampato dell'unità mobile. Le dimensioni reali sono cm 214 x 102.

frequenze e delle bobine, dei filtri ceramici CF301/CF303, dei tre cristalli di quarzo X301/X303, ed infine del microdiapason MF301, che va montato su zoccolo. Superata questa fase, passate al montaggio del circuito della tastiera telefonica.

La *figura 3* presenta il circuito stampato a grandezza naturale, visto dal lato rame dell'unità combinatrice, mentre la *figura 4* dà la disposizione pratica dei componenti, e le *figure 5* e *6* riportano rispettivamente il circuito stampato in scala 1 : 1, e la disposizione pratica dei tastini numerici. Facendo riferimento ai rispettivi disegni pratici non vi rimane altro che montare tutti i componenti relativi a questa unità combinatrice, per poi passare alla relativa filatura alla quale collegherete il circuito base con la tastiera telefonica, il circuito del microtelefono, i diodi LED, il buzzer, lo strumentino, i deviatori, gli interruttori e la presa per l'antenna ecc...

Superata quest'ultima fase di montaggio, è consigliabile fare un controllo generale di tutto il circuito accertandosi di non aver commesso alcun errore, per poi passare alla fase più impegnativa che è la messa a punto dell'apparato, che deve essere eseguita secondo le modalità da noi indicate; in caso contrario è sconsigliabile la costruzione del progetto in quanto si otterrebbero risultati negativi.

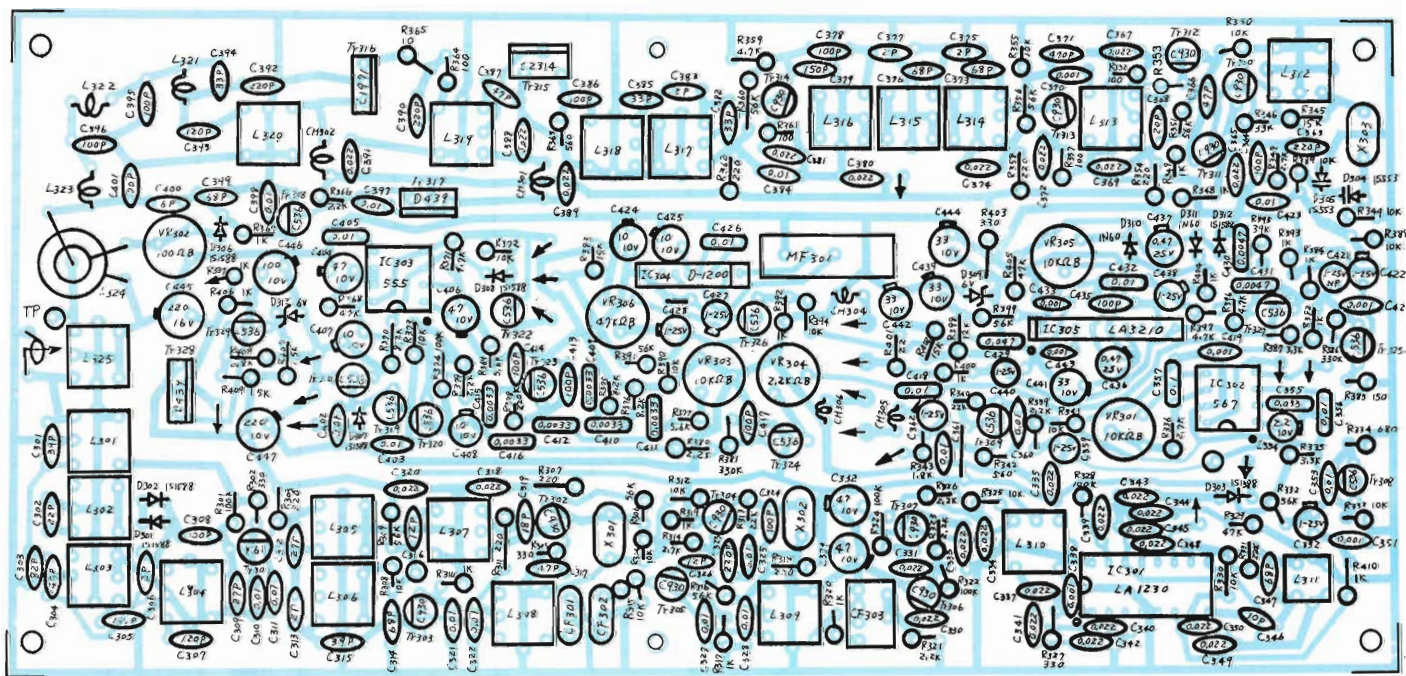



Fig. 2 - Disegno serigrafico dei componenti della stazione mobile.

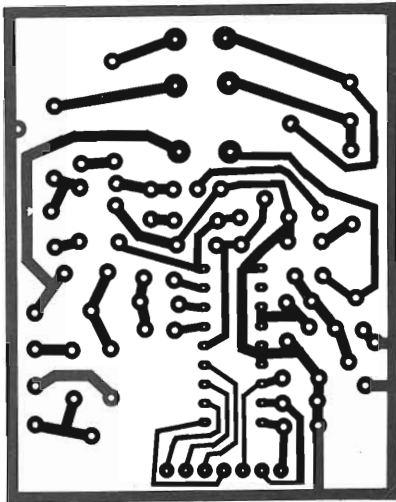



Fig. 3 - Circuito stampato in scala 1:1 del combinatore numerico.

Fig. 4 - Disposizione pratica dei componenti sulla basetta di fig. 3.

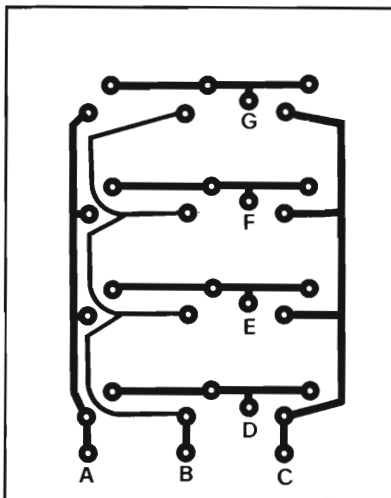



Fig. 5 - Basetta ramata in scala 1:1 della tastiera telefonica.

Fig. 6 - Disegno della disposizione pratica della tastiera telefonica.

Taratura della stazione mobile

Alimentazione

a) *Strumentazione richiesta*

1. Multimetro

b) La tensione stabilizzata misurata sull'emettitore di TR328 è 9,4 V ± 5%. Si accendono tutti i led?

c) Il funzionamento del commutatore della forcella è normale?

Ricevitore

a) *Strumentazione richiesta*

1. Generatore di segnali nella gamma dei 49 MHz (S.G.)
2. Oscilloscopio (O.S.)
3. Frequenzimetro digitale (F.C.)
4. Millivoltmetro ad audiofrequenza (VTVM)
5. Sincroscopio (S.S.)

b) *Regolazione del generatore di segnali:*

1. Modulazione = Interna
2. Frequenza di modulazione = 1 kHz
3. Deviazione = ± 1,5 kHz
4. Livello d'uscita a radiofrequenza = 100 dB μ (100 mV/50 Ω)
5. Frequenze d'uscita RF:
   49,710 MHz ± 100 Hz
   49,740 MHz ± 100 Hz
   49,770 MHz ± 100 Hz
   49,800 MHz ± 100 Hz
   49,830 MHz ± 100 Hz
   49,860 MHz ± 100 Hz
   49,890 MHz ± 100 Hz
   49,920 MHz ± 100 Hz
   49,950 MHz ± 100 Hz
   49,980 MHz ± 100 Hz

c) *Frequenza dell'oscillatore locale:*

1. Primo oscillatore locale
   39,010 MHz ± 200 Hz
   39,040 MHz ± 200 Hz
   39,070 MHz ± 200 Hz
   39,100 MHz ± 200 Hz
   39,130 MHz ± 200 Hz
   39,160 MHz ± 200 Hz
   39,190 MHz ± 200 Hz
   39,220 MHz ± 200 Hz
   39,250 MHz ± 200 Hz
   39,280 MHz ± 200 Hz
2. Frequenza del secondo oscillatore locale: 10,245 MHz ± 100 Hz

d) *Regolazione del secondo oscillatore locale: 10,245 MHz* ± 100 Hz

1. Poichè il bocchettone di ingresso viene usato anche per l'uscita, togliere il quarzo in trasmissione per proteggere il generatore di segnali.
2. Collegare il VTVM all'uscita dell'amplificatore audio dell'integrato LA 1230 piedino 6.
3. Regolare la bobina di quadratura L311 collegata al piedino 9 dell'integrato LA 1230, per il massimo segnale rivelato.
4. Ridurre gradualmente il livello di uscita del generatore di segnali e regolare le bobine a radiofrequenza e le bobine di media frequenza per il massimo segnale, avendo cura che

Fig. 7 - Strumenti richiesti per la taratura del ricevitore della stazione mobile.

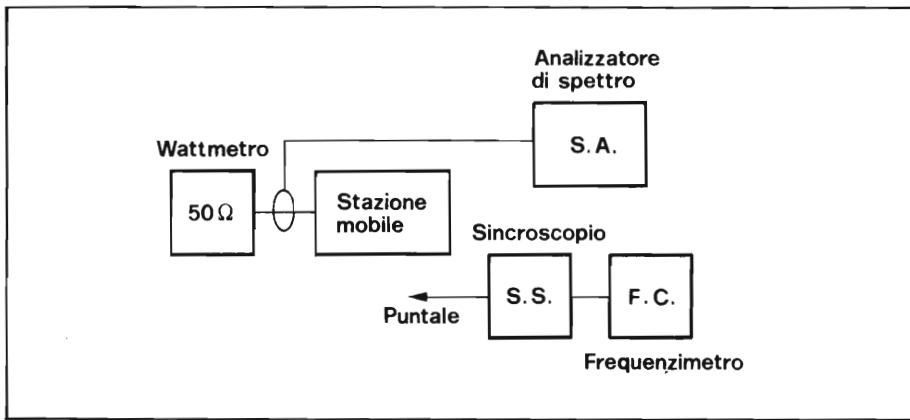



Fig. 8 - Strumentazione richiesta per la messa a punto del trasmettitore della stazione mobile.

il livello di uscita sia sempre inferiore alla saturazione.

5. Aumentare nuovamente il livello di uscita del generatore di segnali e ripetere la regolazione della bobina di quadratura.
6. Accertarsi che l'uscita sia normale variando ripetutamente il livello di uscita di SG tra 10 dB μ a 100 dB μ (0,3 μV a 100 mV/50 Ω).

e) *S meter*
1. Posizionare il commutatore di selezione delle misure in S Meter
2. Regolare il trimmer VR 502 33 KΩ, in modo che l'indice dello strumento sia nella zona blu quando l'uscita dell'SG è 20 dB μ (10 μV/50 Ω)

Sezione di chiamata ed amplificatore audio.

a) *Sezione di chiamata*
1. Regolare l'uscita del generatore di segnali a 60 dB μ (1mV/50 Ω) in condizione di assenza di modulazione.
2. Accertarsi che la frequenza al piedino 5 di LM 567 sia:
   F = 1300 oppure 1500 Hz ± 20 Hz

Comunque deve essere uguale a quella della base.
La frequenza viene tarata con VR 301.

b) *Regolazione del generatore di segnali.*
1. Modulazione = esterna
2. Frequenza di modulazione = 1300 oppure 1500 Hz
3. Deviazione = 4,5 kHz
4. Livello di uscita radiofrequenza = 60 dB μ 1 mV/50 Ω
5. Frequenza di uscita RF = La stessa che in 2-2 b)

c) *Commutazione del PLL*

Fig. 10 - Microdiapason.

1. Quando SG è tarato come detto in precedenza, l'uscita di LM 567 (piedino 8) cambia dal livello alto al basso (inserito) ed il ronzatore emette il segnale.

d) *Amplificatore audio*
1. Quando il commutatore di forcella del microtelefono funziona in modo non corretto l'amplificatore può non funzionare.

Circuito del combinatore numerico.

a) *Uscita degli impulsi di combinazione:*
10 imp. al sec. Imp./Pausa = 40/60

b) *Mancata formazione di numero - Riga - Colonna*
1. Nel caso che tutti i tasti di una riga o di una colonna non formino il numero, verificare che:
2. La tastiera non sia parzialmente scollegata o che non ci siano interruzioni nei conduttori.
3. Che non ci siano falsi ponticelli tra i vari punti della tastiera o dei conduttori.
4. Che l'integrato non sia difettoso.

c) *Mancata formazione di numero - Tasto -*
1. In caso che uno o due tasti non formino il numero verificare che la tastiera non sia difettosa.

d) *Errore di formazione dei numeri*
1. In caso che i numeri prodotti siano diversi da quelli segnali sui tasti, oppure che vengano formati più numeri, verificare che:
2. La tastiera non sia difettosa
3. Che il circuito integrato S 2560A non sia difettoso.

Trasmettitore

a) *Strumenti richieti*
1. Wattmetro R.F. 50 Ω
2. Analizzatore di spettro (S.A.)
3. Frequenzimetro digitale (F.C.)
4. Sincroscopio (S.S.)

b) *Potenza di trasmissione*
1. Aprire il vano batterie del portatile, togliere la piastra isolante che protegge il c.s. noterete che sul circuito stesso vicino alla bobina L325 vi è il punto di misura T.P.
2. Controllare il wattmetro chiuso su 50 Ω a TP e sistemare l'apparecchio in trasmisione.
   Po = 4W ± 10%

FIg. 9 - Disposizione degli strumenti per la taratura della sezione audio di trasmissione.

c) *Frequenza in trasmissione*

1. Banda dei 26 MHz
   26,000 MHz ± 200 Hz
   26,030 MHz ± 200 Hz
   26,060 MHz ± 200 Hz
   26,090 MHz ± 200 Hz
   26,120 MHz ± 200 Hz
   26,150 MHz ± 200 Hz
   26,180 MHz ± 200 Hz
   26,210 MHz ± 200 Hz
   26,240 MHz ± 200 Hz
   26,270 MHz ± 200 Hz
2. Banda dei 29 MHz (al momento solo per U.S.A.)
   29,700 MHz ± 200 Hz
   29,730 MHz ± 200 Hz
   29,760 MHz ± 200 Hz
   29,790 MHz ± 200 Hz
   29,820 MHz ± 200 Hz

d) *Taratura delle bobine del trasmettitore*

1. Regolare tutte le bobine e ripetere la taratura di ciascuna bobina in modo da ridurre al minimo le spurie alla massima potenza.

Sezione audio in trasmissione

a) *Strumenti richiesti*

1. Rivelatore lineare (L.D.)
2. Frequenzimetro digitale (F.C.)
3. Generatore audio (A.G.)
4. Oscilloscopio (O.S.)
5. Millivoltmetro ad audiofrequenza (VTVM)
6. Carico fittizio da 50 Ω, 10 W

b) *Carico del trasmettitore*

1. Collegare il carico fittizio a TP

c) *Circuito oscillatore del microdiapason*

1. Mettere l'apparato mobile in trasmissione
2. Portare su ON l'interruttore di chiamata
3. Regolare il filtro in modo che con LD si possono osservare 1 .... 1,5 kHz. (Frequenza del microdiapason letta sulla etichetta del microdiapason)
4. Segnale generato dal microdiapason
   F = Frequenza del microdiapason
   Deviazione = ± 3,5 kHz 0,2 kHz

6) Il microdiapason viene controllato dal temporizzatore LM 555, rimane in questa posizione operazionale per 5 .... 7 secondi a partire da quando viene messo in ON, senza tenere conto delle manovre del pulsante di chiamata.
Ciò permette di far funzionare il circuito di aggancio di base.

d) *Circuito oscillatore del segnale pilota.*

1. Mettere l'apparecchio mobile in trasmissione.
2. Regolare il filtro in modo che con LD si possa osservare un segnale di 4,5 ...... 5,5 kHz.
3. Segnale pilota:
   F = 4700 oppure 5300 Hz ± 20 Hz
   Deviazione = ± 3,5 kHz ± 0,2 kHz
4. La frequenza può venire regolata con il trimmer VR 303 da 10 KΩ che si trova nel circuito a sfasamento e la deviazione può essere regolata con il trimmer VR 301 a 2,2 KΩ dell'amplificatore separatore.
5. Preparare la stazione di base per il servizio e collegare una resistenza di carico fittizio da 600 Ω ed il VTVM alla linea TEL.
6. Regolare il trimmer VR 305 (10 KΩ) dell'amplificatore microfonico in modo che l'uscita della linea TEL della stazione di base assuma un livello di 6 ..... 0 dBm quando si parla del microfono. ■

ALIMENTATORI DC-DC IN COMMUTAZIONE PER μP

prima parte di Paolo Bozzola

È fondamentale che un sistema a microprocessore abbia una fonte di alimentazione sicura. Inoltre è un pregio se l'alimentatore è poco ingombrante, leggero, ed efficiente, il che significa non sprecare in calore dissipato parte dell'energia fornita dalla rete. In quest'ottica, l'uso di alimentatori "a commutazione" - switching - è quasi obbligatorio, purchè l'utente possa essere sicuro dell'affidabilità e della costanza di caratteristiche e prestazioni. Non è però conveniente progettare "in casa" la propria linea di alimentatori. Ci si deve allora affidare ad un prodotto sicuro, ed il cui uso presenti anche dei vantaggi, oltre a quelli già citati, che sono in genere comuni a tutti gli alimentatori switching. Introduciamo così i moduli DC-DC.

Spiego subito in che cosa consiste un Modulo DC-DC: è in pratica una scheda, con l'elettronica di un alimentatore switching, pensata però in modo da figurare, agli utilizzatori, come un "regolatore" a tre terminali. Si pensi, per esempio, ad un classico 78H05, il regolatore della forma di transistore di potenza, comunissimo per applicazioni nelle regolazioni di potenza a +5 V, con una corrente di 5 A massimi. Con un regolatore siffatto, ad esempio, l'utente deve solo preoccuparsi di fornire una tensione semplicemente livellata, il che significa avere:

— un buon trasformatore
— un robusto ponte a diodi
— una batteria di condensatori di filtro di adeguata capacità.

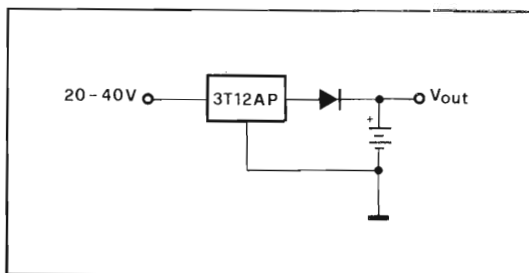
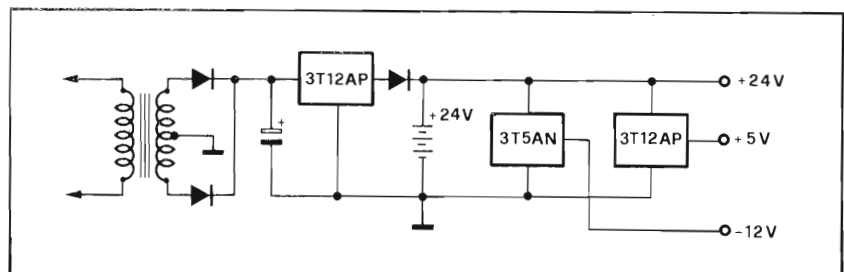
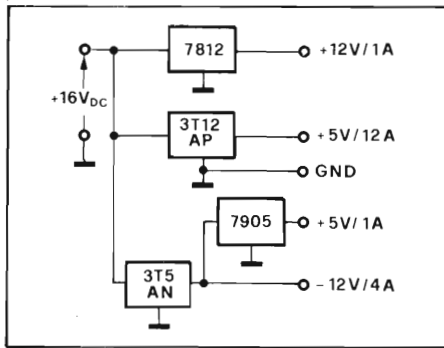
Ebbene, il concetto di "Modulo DC-DC" rispecchia questa situazione. Diciamo che è un alimentatore switching non già fornito della circuiteria di accoppiamento alla rete nè del raddrizzatore, per cui ha bisogno che l'utente fornisca questa sezione a monte. Però a tutti gli effetti la scheda risultante si collega e si usa come uno dei regolatori classici accennati prima.

Il lettore si potrà chiedere quali ragioni siano a favore della soluzione "alimentatore switching collegabile immediatamente alla rete" e "modulo switching DC-DC che ha bisogno di trasformatore, raddrizzatore e filtro". Dirò subito che non ci sono specifiche ragioni di preferenza, tanto è vero che sono diffusissimi - e vanno benissimo! - anche gli alimentatori switch-mode classici, che si collegano alla rete, in versioni "inscatolate" o "open frame". È semplicemente, quindi una ragione di praticità per applicazioni particolari, quali le applicazioni di lavoro con il microprocessore. Un esempio per tutti:

Fig. 1 A -

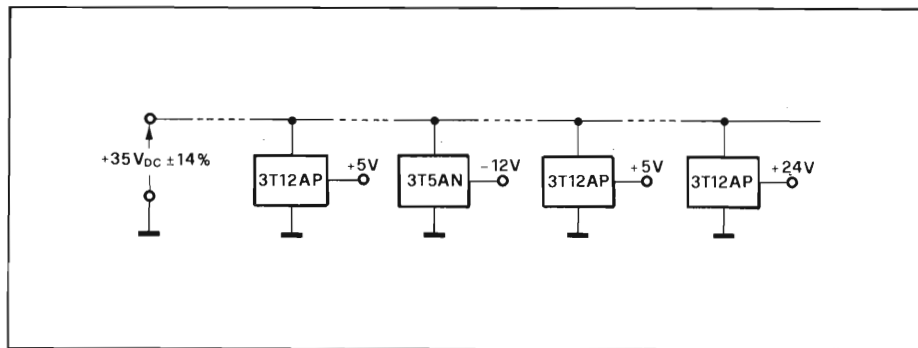
Fig. 1 B -

Fig. 2 A -

Fig. 2 B -

il funzionamento in mancanza di rete. In tale caso l'alimentatore switching collegato direttamente alla rete 220 V diventa inutilizzabile; il modulo DC-DC invece potrà prelevare la sua alimentazione da una batteria in tampone che viene così a sostituire la tensione normalmente in arrivo dal raddrizzatore. Non solo: poichè il regolatore, grazie al fatto di essere in commutazione, si alimenta lo stesso con una tensione positiva, un solo gruppo Trasformatore + Raddrizzatore + Condensatori serve i regolatori DC-DC a valle, siano essi positivi che negativi. Il regolatore switching poi serve anche per tenere caricata in tampone la stessa batteria: ecco allora gli schemi applicativi delle *figure 1A, 1B, 2A, 2B.* Ancora, con un solo gruppo "Trasformatore + diodi + filtro" l'utente ha tutte le libertà di dimensionamento che la versatilità del modulo gli concede: ecco allora che la stessa tensione che alimenta il Regolatore DC-DC potrà essere usata per altri regolatori "normali" ed ottenere così altre tensioni normalmente usate nei sistemi a microcomputer (es. +12 V, +25 V). Le *figure 2/A* e *3* sono chiare in proposito.

In definitiva, il circuito - base è quello della *figura 4*, e sarà questo circuito che verrà qui di seguito analizzato a fondo onde evidenziare le regole "sicure" per l'installazione di questi moduli.

Moduli regolatori a tre terminali Boschert: caratteristiche

I moduli regolatori Boschert (commutazione a 20 kHz) sono flessibili, di costo assai contenuto, efficienti, e permettono di disporre di uscite individualmente regolabili in tensione e in corrente, secondo i limiti specificati per ogni tipo. I due modelli di base sono il "3T12AP" ed il "3T5AN", ove "3T" sta per "3 Terminals", 12A e 5A sono le correnti massime fornibili e P = Positivo e N = Negativo. Il modulo positivo può fornire in uscita una tensione regolabile da +4,5 V a +30 V, con 12 A di corrente (indipendente dalla tensione scelta per l'uscita), mentre il modulo negativo fornisce in uscita una corrente massima di 5 A con tensioni da —4,5 V a —30 V. I moduli 3T sono blocchi funzionali completi, e non occorre alcuna circuiteria complessa per renderli operativi. Il rendimento è superiore all'85%, indipendentemente dalla tensione scelta in uscita e dal valore della tensione applicata in ingresso, i cui valori, per entrambi i moduli P e N, possono variare fra +10 e +60 V. Il circuito posto sulla scheda regolatore 3T provvede anche alla protezione contro il cortocircuito, limitando il sovraccarico.

I vantaggi derivanti dall'uso dei moduli 3T sono: un trasformatore di rete esterno molto piccolo, e senza la complicazione delle prese intermedie nell'avvolgimento secondario per avere gli esatti valori; non occorrono componenti esterni quali induttori o transistori di potenza, il peso è scarso e l'ingombro è minimo; il rendimento ottimale fa sì che sia minimo il calore da dissipazione, mentre il valore più alto della tensione in ingresso permette di usare condensatori con capacità più bassa e diodi raddrizzatori più piccoli e meno costosi. Infine, l'uscita regolabile permette la predisposizione di una vasta gamma di tensioni utili, soprattutto nell'ambito di medi e grossi sistemi a microprocessore. Vorrei comunque che fosse ben chiaro quanto segue, e cioè che molte delle caratteristiche dei moduli switching 3T sono comuni anche ad altri alimentatori standard. Secondo me, dunque, la scelta di un modulo 3T ben si inquadra quando l'utente deve affrontare i problemi derivanti dalla necessità di avere molte tensioni regolate, cosa che, con un solo alimentatore anche switching collegato direttamente alla rete - comporta costi assai elevati. Per confermare questo, dirò ad esempio che l'uso di un modulo 3T è tipico nel configurare i sistemi di sviluppo che sviluppo per varie ditte.

È necessario infatti disporre di +25 V a 1A; di +5 V a 10A, di +12 V a 2A, e queste tensioni, se generate da un unico switch-mode Power Supply avrebbero comportato una spesa di circa 200.000 lire in eccesso al costo effettivo della realizzazione con trasformatore, due diodi e un filtro da 15.000 μF, più il modulo 3T, e due regolatori comuni, il tutto con un costo inferiore alle 200.000 lire. Insomma, l'uso dei moduli 3T quando siano necessarie varie tensioni diverse semplifica il progetto e abbassa i costi. Da qui, la mia scelta per il 3T12AP. Ad ogni modo, per le specifiche tecniche più stringenti, si veda la *Tabella 1*, mentre per ulteriori informazioni resto a disposizione dei lettori. Basterà dire comunque che il compor-

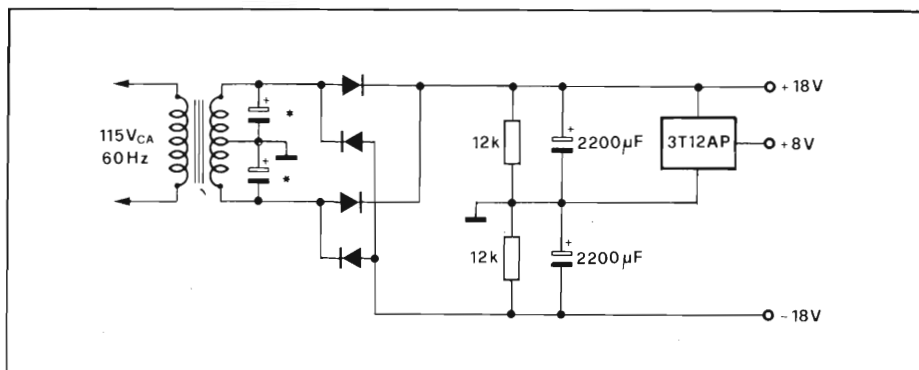



Fig. 3 -

tamento è ottimo: ho misurato un "ripple" sotto carico (di 10A a +5 V) di soli 40 mV, senza spikes (impulsi derivanti dalla tecnologia in commutazione) e con un rumore contenuto nei limiti specificati (quando con un 78H05 di solito si è fortunati se il ripple rimane entro i 75 mV a +5 V a 4A).

Una nota sui costi: i moduli sono legati al costo del $ USA; però - tutto sommato - 130.000/150.000 per un pezzo non sono molte, se si tiene conto che il fabbricante è Boschert (come dire la Rolls per un'auto) e soprattutto se si tengono in conto le prestazioni. Un buon gruppo trasformatore + diodi + filtro non costa, poi, più di 50.000 Lire (certo non si va a comperare tale materiale in un negozio da hobbista, piuttosto è meglio farsi avvolgere il trasformatore da una Ditta specializzata, come ho fatto io). Tirate le somme, si sta sotto le 200.000 Lire, ed in un sistema di sviluppo che costa almeno cinque o sei milioni, è un costo anche troppo basso!

La medaglia, del resto, ha anche un suo rovescio, e questo consiste nel fatto che pur sempre si sta lavorando con un alimentatore in commutazione, e che quindi occorre rispettare certe regole. I principali problemi derivanti da una scorretta installazione sono:

— radiazione di spurie in alta frequenza sia sulla rete che sulla linea regolata
— ripple non accettabile
— errato dimensionamento del trasformatore
— filtro non efficiente
— presenza di spikes sulla linea regolata, indotti dal commutatore del regolatore.

L'articolo proseguirà con una analisi della metodologia di installazione, valida in genere per l'impiego di "switchers" già pronti all'uso e normalmente in commercio; quanto verrà spiegato deriva da una specifica pubblicazione curata dalla BOSHERT stessa.

Tabella 1 - Caratteristiche elettriche

PARAMETER	MODEL	CONDITIONS	LIMITS
Line Regulation $\left(\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} / \Delta V_{in}\right)$	Both		0.05 % /Volt max
Load Regulation $\left(\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} / \Delta I_{out}\right)$	3T12AP 3T5AN	$V_{in} < 15$ Volts $V_{in} \geq 15$ Volts $V_{in} < 15$ Volts $V_{in} \geq 15$ Volts	0.16 % /Amp max 0.08 % /Amp max 0.40 % /Amp max 0.20 % /Amp max
Temperature Coefficient $\left({}^{\Delta V_{out}}/_{\Delta C°}\right)$	Both		± 3mV/C°
Output Voltage Adjustment Range	3T12AP 3T5AN	$+10V \leq V_{in} \leq +60V$ $V_{in} \geq V_{out} + 3V$ $+10V \leq V_{in} \leq +60V$	+4.5V to +30V –4.5V to –30V
Minimum Input-Output Differential	3T12AP 3T5AN		+3 Volts see "Minimum Required Input Voltage" graph
Maximum Average Output Current	3T12AP 3T5AN		12A 5A
Current Limit Range *	3T12AP 3T5AN		0 to 20 Amps 0 to 10 Amps
Current Limit Change with Input Voltage $\left({}^{\Delta I_{lim}}/_{\Delta V_{in}}\right)$	3T12AP 3T5AN		170 mA/Volt 80 mA/Volt
Input Voltage Range	Both		+10 Volts to +40 Volts
Noise and Ripple (PARD)	3T12AP 3T5AN	$I_{out} = 12A$, $V_{out} < 10V$, Total PARD PARD ≤ 10kHz $V_{out} \geq 10V$, Total PARD PARD ≤ 10kHz $I_{out} = 5A$, $V_{out} < 10V$, Total PARD PARD ≤ 10kHz $V_{out} \geq 10V$, Total PARD PARD ≤ 10kHz	400mV P–P max 100mV P–P max 500mV P–P max 200mV P–P max 400mV P–P max 100mV P–P max 500mV P–P max 200mV P–P max
Efficiency $\left({}^{P_{out}}/_{P_{in}}\right)$	3T12AP 3T5AN	$V_{out} < 10$ Volts $V_{out} \geq 10$ Volts $V_{out} < 10$ Volts $V_{out} \geq 10$ Volts	80% 95% 75% 82%
Noise Rejection	Both	0–500Hz 500Hz–10kHz	–40dB –20dB
Quiescent Current	Both	$I_{out} = 0$	37mA

Funzionamento del dispositivo

Un ciclo inizia quando l'oscillatore interno da 20 kHz fornisce un impulso all'ingresso "set" del Flip-Flop (si tenga presente la *figura 5*). Il Flip-Flop commuta e mette in stato di conduzione il transistore Q e così la corrente comincia a percorrere, aumentando progressivamente, l'induttore L. Il controllore verifica che il livello della tensione in uscita Vout salga ma non oltre un certo livello, predeterminato dal trimmer di regolazione "SETS Vout". Quando il livello predisposto è raggiunto, il controllore fornisce l'impulso di reset al Flip-Flop, che a sua volta interdice Q. E "Q" - Q rimarrà interdetto fino all'arrivo del prossimo impulso del clock. Se però la tensione in uscita incomincia a decrescere, ad esempio per via di un carico applicato ai terminali di uscita, il controllore "sente" la variazione, ed allora nel ciclo successivo permetterà a "Q" di rimanere in stato di "on" più a lungo, in modo da ripristinare la esatta tensione in uscita. Ecco allora che, in definitiva, la tensione in uscita si regola variando il "duty cycle" di "Q". "Q" lavora o in interdizione o in saturazione, per cui tale stato la corrente che lo attraversa è massima, ma è trascurabile la caduta fra emettitore e collettore: ne consegue una sempre limitata dissipazione di Q. La limitazione di corrente è ottenuta in modo simile: quando la corrente in uscita raggiunge il valore prefissato (tramite SETS Iout), il controllore regola il duty cycle di Q per mantenere una corrente in uscita costante; la tensione in uscita ovviamente cala, ed il regolatore 3T si comporta come una sorgente di corrente costante. Ogni tipo di modulo 3T ha un circuito "di uscita" particolare. La configurazione in uscita è nota come stadio "busk" (secchio), in quanto l'u-

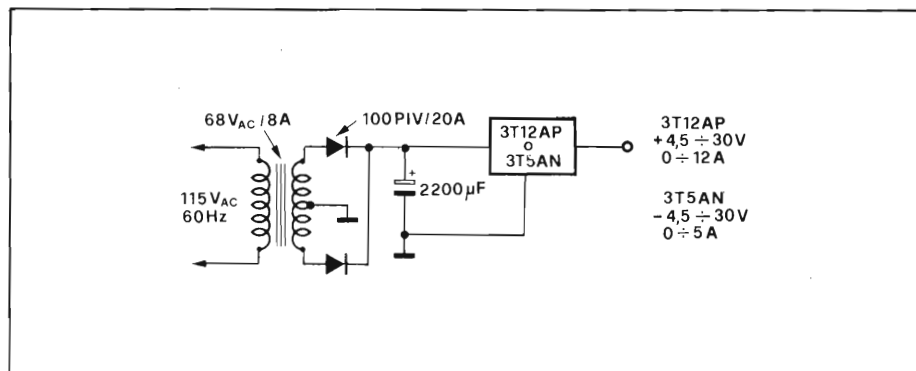



Fig. 4 -

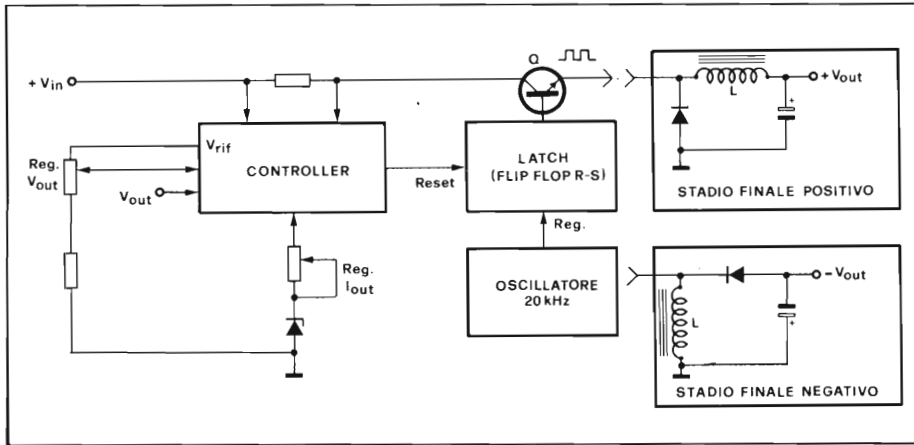



Fig. 5 -

scita positiva è sempre più bassa di livello rispetto all'ingresso. Cioè il contollore "Svuota" lo stadio di uscita per mantenere costante la tensione regolata. Il modulo con uscita negativa invece è detto "buckboost", in quanto la tensione in uscita può essere - in valore assoluto - minore o maggiore della tensione positiva in ingresso.

Installazione: procedura consigliata

1) determinazione del carico massimo all'uscita
2) rilevamento della tensione di rete
3) scelta del tempo di tenuta
4) scelta del trasformatore
5) scelta del condensatore
6) scelta dei diodi raddrizzatori e radiatore
7) scelta del radiatore per il modulo 3T
8) considerazioni sulla disposizione del sistema:
   a) scelta del posto per installare il 3T, il trasformatore, i condensatori
   b) corretta implementazione delle masse
   c) considerazioni sulle interferenze RFI
9) installazione di una ulteriore protezione "over-voltage".

Seguiamo ora, ad uno ad uno, i punti elencati sopra, approfondendoli. Il materiale è cospicuo, e, per le solite ragioni di spazio, il discorso sarà interrotto per poi proseguire il mese prossimo. In ogni caso, ci si riferisca ai data - sheets dei moduli 3T, nella loro ultima versione, con remote current sense ed ingresso compreso fra +10 e +50 Volt.

Fig. 6 - Circuito usato per i calcoli e relative grandezze.

1) Determinazione del carico applicabile

La corrente e la tensione necessarie per ogni elemento del sistema (schede, floppy drivers, stampati, CPU Boards, etc.) possono essere determinate rilevando i dati dai rispettivi data - sheets. Alternativamente una corretta misura si ha tramite strumenti appropriati, collegando all'alimentatore regolabile (che tutti devono avere) i vari dispositivi, ad uno ad uno. Si determinano i valori medi di corrente e quelli di picco, tipici soprattutto di carichi variabili come drivers, stampanti, monitors.

2) Rilevamento della tensione di rete

La gamma dei valori della tensione di rete dipende principalmente dal paese ... ove si sta lavorando. In USA si avranno 110 V AC +/— 15% (60 Hz), mentre in Europa di solito si hanno 220 V AC +/— 15% (50 Hz). In Gran Bretagna o altri paesi dell'ex Impero si può avere una rete a 264 V AC. In Giappone si scende fino a 90 V AC! Il nostro esempio sarà effettuato con la tensione di rete USA, considerando i limiti più severi, ed il Lettore potrà a sua volta - per esercizio - ripetere i calcoli con la tensione di 220 V. Nei due casi si avrà una variazione da 90 a 132 VAC oppure da 180 a 264 VAC.

3) Scelta del tempo di tenuta (hold-up)

Il tempo di tenuta scelto dipende esclusivamente dal carico, ed ovviamente dalla capacità di filtro. Il tempo di tenuta o hold-up è il periodo per il quale l'alimentatore comunque funziona anche se viene a mancare la rete, in quanto i condensatori del filtro riescono a fornire una corrente sufficiente. Il tempo di tenuta è correlato al tempo di intervento di un gruppo generatore autonomo, oppure è un tempo "di buon margine" per garantire che eventuali "salti" della tensione di rete non influenzino il corretto funzionamento della macchina. Le condizioni peggiori si hanno con una tensione di rete già bassa ed un carico massimo in uscita. Di solito si ritiene il tempo di Hold-up eguale ad un ciclo della tensione di rete, cioè 16,67 ms. per 60 Hz e 20 ms per 50 Hz. È di solito un ciclo che manca che abilita un circuito di "riconoscimento mancanza rete" e che - appena ciò accade - fa sì che la CPU comincia a salvare i dati in RAM C-MOS poi tenute in back-up. Per cui almeno durante quel periodo l'alimentatore deve continuare a fornire la corretta tensione al sistema. Se il tem-

po di Hold-up viene calcolato al valore nominale della tensione di rete, occorre poi verificare che le specifiche siano rispettate per valori di rete al limite inferiore.

4) Scelta del trasformatore

La configurazione con un trasformatore con secondario a presa centrale, due soli diodi raddrizzatori ma con rettificazione ad onda intera è la migliore (FWCT = Full Wave Center Tap) per le seguenti ragioni:

a) sono impiegati due anzichè quattro diodi
b) tensioni rettificate sia positive che negative sono disponibili facilmente (si veda la figura 3)
c) i trasformatori con presa centrale sono reperibilissimi
d) i disturbi per RFI sono minori.

La *figura 6* mostra lo schema da adottare e le variabili in evidenza. Da tale figura si ricavano le relazioni:

$$PL = VL \cdot IL \qquad (1)$$

$$\eta = \frac{PL}{PR} = \frac{PL}{PL + P_{diss.}} = \text{Rendim.} \qquad (2)$$

Chi costruisce trasformatori di solito segue regole fisse e determinate convenzioni per specificare le caratteristiche dei prodotti.

"IT" è di solito la corrente massima RMS. Il trasformatore aumenterà la sua temperatua di 45 gradi centigradi oltre la temperatura ambiente quando IT viene prelevata in continuazione dal suo secondario. "VT" è la tensione RMS in uscita dal secondario per una corrente "IT" e per una tensione nominale di rete - per esempio 115 V AC. Poichè "VT" è un valore RMS, che significa "RootMean Square", ovvero è una media quadratica, occorre moltiplicare "VT" per 1,41 (radice quadrata di 2) per avere il valore di picco. Di solito "IT" è specificata come circa 1,2 volte "IR" per la configurazione FWCT. Il trasformatore inoltre ha un caratteristico fattore di "caduta" fra la situazione a vuoto e a pieno carico, che chiameremo "r". Da pieno carico a carico nullo (a vuoto), la tensione sul secondario cresce di "1+r", ovvero "VT" va moltiplicata per "1+r". La potenza, in volt-ampere, è determinata come il prodotto (VT·IT). Il peso del trasformatore è di solito approssimativamente proporzionale a (VT·IT) elevato alla potenza 3/4. Si noti anche come "VT" sia il doppio della tensione mostrata come "VAC" sempre nella *figura 6*. La *figura 9* mostra l'andamento della tensione ai capi del condensatore di filtro di un circuito come quello della figura 6. Dalla fig. 9 è possibile vedere che per un qualsiasi carico e per una qualsiasi tensione di rete, è:

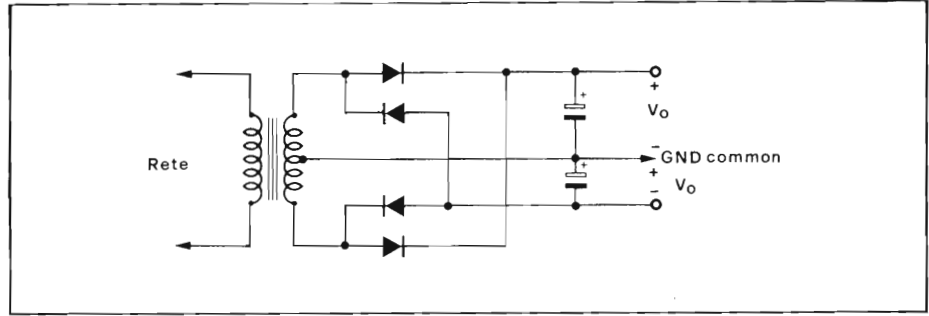



Fig. 7 - Tipico circuito raddrizzatore a onda intera che usa un trasformatore con presa centrale.

$V1 = VP - VV$ e la media $V_{(avs)} = (VP + VV)/2$

Ovvero:

$V_{(avs)} = VP - (1/2 \cdot \Delta V1)$.

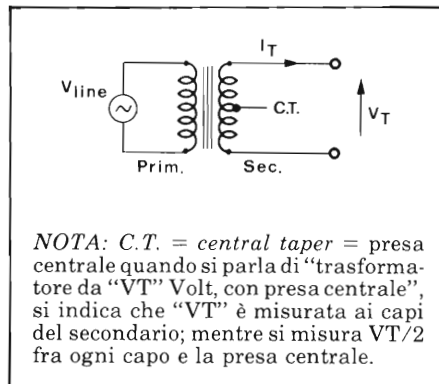
Si noti che TAC è il periodo della tensione di rete in Hz. Quando si progetta un alimentatore, di solito si considerano le peggiori situazioni, per cui si prendono i valori di picco e di minimo,

NOTA: C.T. = central taper = presa centrale quando si parla di "trasformatore da "VT" Volt, con presa centrale", si indica che "VT" è misurata ai capi del secondario; mentre si misura VT/2 fra ogni capo e la presa centrale.

Fig. 8 - Parametri di un trasformatore con presa centrale.

piuttosto dei valori medi. I valori "VP" e "VV" rappresentano gli estremi derivati da massima tensione di rete e carico nullo e minima tensione di rete e carico massimo. Su questi valori si dimensionano i componenti onde risulti un progetto sicuro. Definiamo ora "VPH" come "la tensione sul condensatore di filtro per tensione di rete massima e carico nullo":

$$VPH = \qquad (3)$$

$[(1{,}41)\cdot(VT/2)\cdot(V_{line}/115)\cdot(1+r)] - Vd$,

dove "r" era il succitato fattore di regolazione del trasformatore. Ora, nel nostro mudulo (nuova serie, dicembre 1981) la tensione di ingresso non può superare i +60 V DC, però si tenga conto che è meglio avere una tensione in ingresso più alta possibile in quanto ciò riduce la corrente in ingresso al modulo, così che i diodi saranno più piccoli o scalderanno di meno. Inoltre una tensione alta all'ingresso del modulo potrà drasticamente ridurre la misura del condensatore di filtro da usare, e permetterà inoltre un ottimo margine di sicurezza nei confronti degli abbassamenti della tensione di rete. Allora, se si hanno:

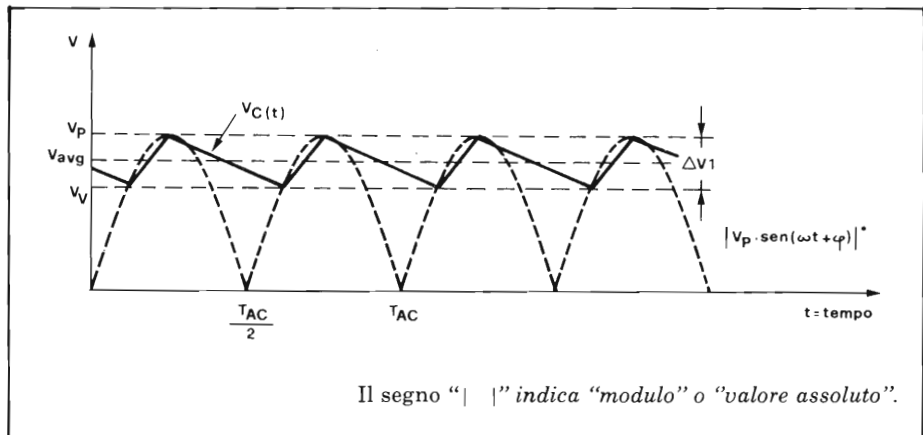
$V_{(line)} = 132$ VAC, "r" = 10%, Vd = 0,7 V, risolvendo in "VT" si trova che un trasformatore secondario da 68 V con pre-

Il segno "| |" *indica "modulo" o "valore assoluto".*

Fig. 9 - Andamento della tensione sul condensatore C.

sa centrale è perfetto per la nostra applicazione. Nel caso di rete a 220 V i calcoli mostrano una pressochè identità nei risultati. Adesso invece definiamo "VPL", come "tensione peggiore nel caso opposto al precedente": rete bassa e carico massimo. Poichè in genere i trasformatori hanno le specifiche definite a pieno carico, il fattore "r" non è necessario e si ha:

$$VPL \quad (4)$$

$$= [(1{,}41)\cdot(VT/2)\cdot(V_{line}/115)] - Vd \quad (4)$$

Risolvendo in VPL, con VT = 68 VAC, V_{line} = 90 VAC, Vd = 1,5 V si trova che VPL = 36,13 V. L'ampiezza di "V1" come si vede in figura 9 dipende solo dal condensatore di filtro "C". Come si vedrà in seguito, scelto C si determina subito anche "V1". Ora, sia "IR" la corrente media totale fornita al regolatore con rete bassa e carico pieno. Sia "VLL(avs)" la tensione media ai capi di "C" con rete bassa e carico pieno, e sia "VVL" la tensione più bassa (o "di valle") ai capi di "C" sempre a pieno carico e rete bassa. Queste quantità sono determinate dalle equazioni:

$$IR = (PR/VLL_{(avs)}) = = [1/\eta\cdot PL] / VLL_{(avs)} \quad (5)$$

$$VLL_{(avs)} = VPL - (\Delta V1/2) \quad (6)$$

$$VVL = VPL - \Delta V1 \quad (7)$$

"VVL" - si noti bene - deve essere sempre maggiore della tensione in uscita "VL" più il fattore di comodo "VH" (Voltage of Headroom, minima differenza ammessa fra input ed output). "VLL(avs)" è la quantità che deve essere usata nell'Equazione 6 per determinare IR. Allora IT può essere determinata dalla seguente equazione:

$$IT = 1{,}2\ IR \quad (8)$$

Per esempio, supponendo che siano: VT = 68 VAC, la tensione di rete vari fra 90 e 132 VAC, Vd = 1,5 V, V1 = 2,86 V, VL = 12 V, ed IL = 10 A col solito VH = 3 V min. ed un rendimento del modulo di 0,8 (80%) ovvero = 0,8, si ha;

$$PL = (12V) \cdot (10A) = 120\ W \quad (1)$$

$$PR = (120\ W)/08 = 150\ W \quad (2)$$

$$VPL = 36{,}13\ V \quad (4)$$

$$IR = \frac{150\ W}{34{,}7\ V} = 4{,}32\ A \quad (5)$$

$$VLL_{(avs)} = 36{,}13 \quad \frac{2{,}86}{2} = 34{,}7 \quad (6)$$

$$IT = 1{,}2 \times 4{,}32\ A = 5{,}18A\ (RMS) \quad (8)$$

Così "IT" e "VT" sono determinate ed il trasformatore può essere scelto. Si noti il notevole effetto che l'alta efficienza del modulo 3T ottiene nei confronti delle dimensioni del trasformatore rispetto all'uso di normali regolatori lineari del tipo 78XX: se uno di questi almeno raggiunge il rendimento del 40% (tipico) il trasformatore da acquistare avrà almeno un peso di 10,5 chilogrammi contro i 6 chilogrammi del trasformatore scelto per la stessa applicazione col Modulo 3T. Si noti come - per una "VL" di + 5V a 10 A - la "IT" risulti di circa 2,2 A se la rete è di 220 VAC nominali +/— 15%.

Interrompendoci a questo punto, proseguiremo la prossima volta con i calcoli relativi al condensatore di filtro, ai dissipatori etc.

OLOR COMPUTER TRS 80/16 K
. 750.000 + IVA

Il grande personal computer capace di
ssere tutto: un vero e proprio gestionale,
n video-gioco intelligente con le cartucce più
ofisticate, un potente elaboratore di dati
rogrammabile ed espandibile, un avanzato
stema computer-grafico a colori.

Soprattutto un amico.

Tandy

A DIVISION OF. G.B.C.

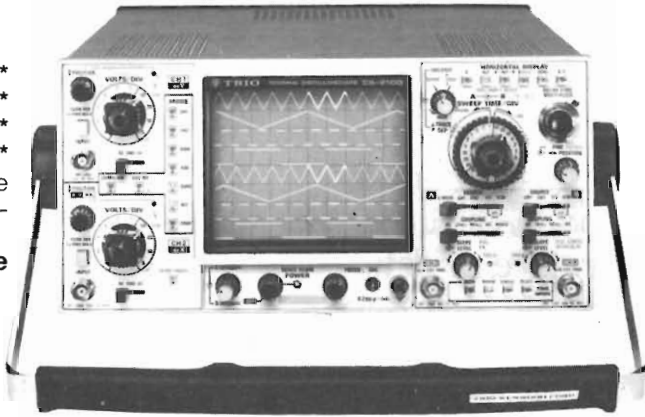
SERIE «ALTA FREQUENZA»

Oscilloscopi portatili a «tecnologia avanzata»
70MHz (Mod. 2070)
100MHz (Mod. 2100)
4 canali/8 tracce, 1mV/div, doppio sweep e molte caratteristiche esclusive

SERIE DI BASE

a prezzi «popolari»:
10MHz (Mod. 1562A) **L. 568.000***
15MHz (Mod. 1560AII) **L. 699.000***
20MHz (Mod. 1566A) **L. 798.000***
35MHz (Mod. 1577A) **L. 1.311.000***
doppia traccia, funzionamento anche XY, espansione asse X, trigger automatico.
Completi di 2 sonde (comprese nel prezzo)

SERIE «DE LUXE»

doppia traccia, con trigger a ritardo variabile e doppia presentazione dello sweep (normale e ritardato espanso)
20MHz (Mod. 1820) **L. 1.016.000***
30MHz (Mod. 1830) **L. 1.311.000***
convenienti nel prezzo nonostante le numerose caratteristiche di pregio.
Completi di 2 sonde (comprese nel prezzo)

* Aprile 82. IVA esclusa. Pag. al ritiro (Milano).
Y = 5,10 ± 2%

i piccoli GIGANTI

MEGACI-CLIMETRO

Mod. DM-801
(0,7-250MHz)

OSCILLATORE

Mod. AG-203, quadra-sino, bassa dist. (0,1%), da 10Hz a 1MHz. **L. 275.000***

PORTATILE

Mod. CS-1352 (rete-/batteria/c.c.), doppia traccia, 15MHz/2mV, 21x14x35 cm (6,5Kg).

CON FASE

Mod. CS-1575, oltre alle due tracce presenta contemporaneamente anche la figura di Lissajous ed il rif. fase 0°. Ideale per misure dinamiche di ampiezza-fase-distorsione (5MHz/1mV)

RIVENDITORI AUTORIZZATI CON MAGAZZINO: BERGAMO: C&D Electronica (249026); **BOLOGNA:** Radio Ricambi (307850); **CAGLIARI:** ECOS (373734); **CATANIA:** IMPORTEX (437086); **COSENZA:** Franco Angotti (34192); **FIRENZE:** Paoletti Ferrero (294974); **FROSINONE:** SAIU (83093); **GENOVA:** Gardella Elettronica (873487); **GORIZIA:** B & S Elettronica Professionale (32193); **CASTELLANZA:** Vematron (504064); **LIVORNO:** G.R. Electronics (806020); **MILANO:** Hi-Tec (3271914); I.C.C. (405197); **NAPOLI:** Bernasconi & C. (223075); **PADOVA:** RTE Elettronica (605710); **PALERMO:** Elettronica Agrò (250705); **PIOMBINO:** Alessi (39090); **REGGIO CALABRIA:** Importex (94248); **ROMA:** GB Elettronica (273759); GIUPAR (578734); IN.DI. (5407791); **ROVERETO:** C.E.A. (35714); **TORINO:** Petra Giuseppe (597663); **VERONA:** RI.M.E.A./Radio Comunicazioni Civili (574104); **UDINE:** P.V.A. Elettronica (297827).

Sede: 20121 Milano - Via Tommaso da Cazzaniga 9/6
Tel. (02) 34.52.071 (5 linee)
Filiale: 00185 Roma - Via S. Croce in Gerusalemme 97
Tel. (06) 75.76.941/250-75.55.108

SR 11/82 T

Alla VIANELLO S.p.A. - MILANO
Inviatemi informazioni complete, senza impegno
NOME ....
SOCIETÀ/ENTE ....
REPARTO ....
INDIRIZZO ....
CITTÀ .... TEL. ....

SELEZIONE DI TECNICA
RADIO TV HIFI ELETTRONICA

Multimetri digitali professionali

Nonostante il prezzo contenuto, i multimetri T100 e T110 prodotti dalla Beckman offrono prestazioni di livello professionale.

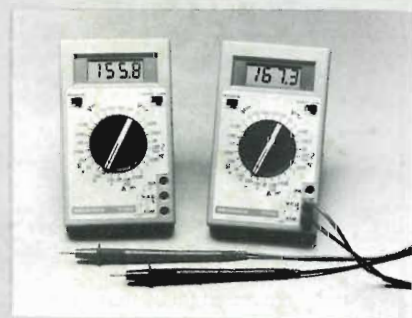
Le loro caratteristiche salienti sono: misure di tensione fino a 1000 Vcc e 750 Vca, misure di correnti fino a 10 A; funzione prova diodi, schermatura RF e impedenza di ingresso di 10 MΩ.

La precisione base è dello 0,5% per il T100 e dello 0,25% per il T110, che è anche dotato di cicalino per il controllo di continuità.

L'uso di un singolo commutatore per tutte le selezioni rende facile e sicura l'impostazione della misura.

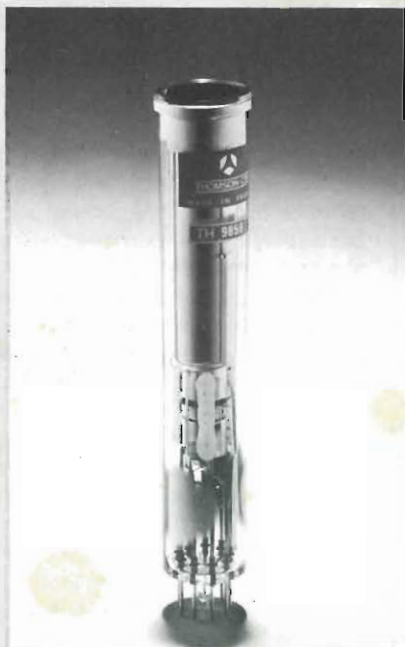
Le dimensioni per entrambi i modelli sono 150 x 90 x 30 mm.

I due multimetri sono completamente protetti su tutte le gamme.

BECKMAN
Via Arese, 11
Milano

Multimetri professionali a basso costo.

Vidicon da 1" ad alta risoluzione

Il TH 9856 della Thomson-CSF è un vidicon di 1", a concentrazione e deviazione elettromagnetiche, ad alta risoluzione, concepito soprattutto per la ripresa in televisione di immagini fornite da un tubo intensificatore di immagini a raggi X.

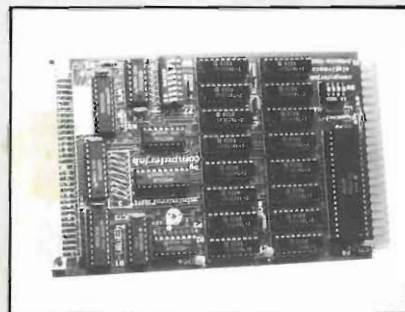
La presenza di un elettrodo di postaccelerazione separato permette di ottenere una risoluzione più elevata in tempi medi ed una uniformità del segnale migliore di quella dei vidicon classici.

Vidicon da 1" ad elevata risoluzione.

La risoluzione limite del TH 9856 è superiore a 1200 linee TV al centro dell'immagine e superiore a 700 linee TV ai bordi.

THOMSON-CSF
V.le degli Ammiragli, 71
Roma

Scheda di espansione RAM statica ed I/O estremamente economica

La "RAM 8K/ VIA" è una scheda che, con i suoi 8K di RAM statica a basso consumo e le sue 40 linee di Input/Output completamente programmabili, ben si presta come espansione di memoria ed I/O in piccoli sistemi (SYM-AIM), o in controlli industriali ove l'utente abbia necessità di un maggiore spazio di RAM. La scheda è MINIMICRO compatibile, è completamente bufferizzata e decodificata a blocchi di 8K, comodamente selezionabili tramite dip-switches. La parte di Input Output gode di una decodifica indipendente, e le linee di I/O convergono ad un comodo connettore "edge" da 44 poli, dorato. Il chip di I/O, normalmente una VIA6522, mette inoltre a disposizione 2 timer programmabili a 16 bit. ed un o shift register. La scheda può eventualmente essere fornita, al posto della VIA, col nuovo chip 6526, con analoghe funzioni della VIA, ma con in più un real-time clock completamente programmabile. Un'ulteriore e non trascurabile convenienza, infine, deriva dal prezzo estremamente interessante.

COMPUTERJOB ELETTRONICA -
Via A. Molinari, 20 -
25124 Brescia -

Scheda di espansione RAM statica.

Transistori MOS/FET ad alta velocità

Una serie completa di transistori MOS è stata annunciata dalla RCA Solid State; questi transistori in N-channel offrono una serie di dispositivi da 1 a 18 A di corrente e da 80 a 450 V di tensione.

La tecnologia MOS/FET garantisce una buona impedenza di uscita, un guadagno elevato, un'ottima resistenza alle escursioni termiche, un'alta velocità di interrupt e le stesse capacità dei transistori bipolari unite alla bassa corrente di drive. Sono inoltre interfacciabili ai circuiti integrati logici come CMOS, TTL, PMOS e NMOS.

ELEDRA 3S
V.le Elvezia, 18
Milano

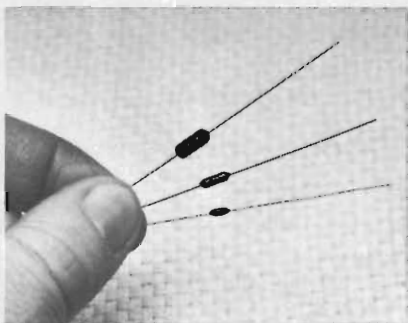
Resistori a film sottile di precisione

Disponibili nei tipi da 1/20, 1/8 e 1/4 W, i resistori PTF della Dale Electronics possono essere ordinati con tolleranze dall'1% allo 0,02% in un range di valori di resistenze che va da 50 Ω a 1 M Ω.

I resistori PTF sono ricoperti con uno speciale rivestimento di epoxy particolarmente protettivo per l'umidità.

Sono disponibili con coefficienti di temperatura di ± 5, ± 10 e ± 15 ppm/°C.

I resistori soddisfano pienamente le specifiche MIL-R-55182.

SISRAM
P.le Lavater, 5
Milano

Resistori a film spesso con tolleranze dello 0,02%.

DC/DC converter

I convertitori DC/DC della Polyamp sono fornibili con varie tensioni di ingresso, standard fino a 150 V, e a richiesta anche con tensioni superiori; le potenze vanno da 15 W a 1000 W. La gamma delle tensioni di uscita da 3,5 V fino 1,1 KV.

Alcuni modelli hanno tensioni di uscita variabili del 70% al 200% della tensione nominale e la maggior parte dei modelli hanno due uscite che possono essere collegate in serie, parallelo od essere usate separatamente. Le uscite sono isolate fra di loro e dalla tensione di ingresso.

Il rendimento può arrivare oltre l'80% e la stabilità è migliore dello 0,2%.

Converter DC/DC con uscite indipendenti.

DE LORENZO INSTRUMENTS
V.le Romagna, 18
Rozzano (MI)

Controllore di display alfanumerici

Il circuito 10937 della Rockwell è un MOS/LSI progettato per soddisfare alla funzione di controllore general purpose per display alfanumerici di tipo a scarica di gas, fluorescenti o LED.

Il 10937 può pilotare display fino ad un massimo di 16 caratteri con 14 o 16 segmenti più un punto o la virgola. La decodifica del segmento all'interno del circuito fornisce il set di caratteri maiuscoli ASCII. Non è richiesta altra circuiteria per il display che funziona con una corrente di pilotaggio di 10 mA fino a 40 V.

Una tabella di decodifica interna di 16 x 64 bit fornisce il set di caratteri.

Il dispositivo viene fornito in un package DIP a 50 pin.

Ing. DE MICO
V.le V. Veneto, 8
Cassina dè Pecchi (MI)

Relè per circuito stampato

La Elesta presenta il relè SGR 242 in esecuzione con 2 contatti NA.

Esso è derivato dal tipo SGR 282 (2 contatti in scambio) e ne condivide le caratteristiche di rilievo.

Il circuito negativo, le lame dei contatti e tutti i terminali sono allogati in un unico corpo in plastica ignifuga e costituiscono un'unità estremamente rigida e compatta. Questa tecnica ha consentito di ottenere un alto livello di affidabilità e sicurezza.

Nonostante le dimensioni 30 x 25 x 12,5 mm, sono assicurate distanze per correnti di superficie maggiori di 14 mm.

L'SGR 242 soddisfa le norme VDE 0631/0730 e supera le raccomandazioni CENELEC EN 50020.

La base completamente stagna permette la saldatura automatica.

I dati tecnici principali sono: contatti 220 Vca/6A AC-1 e 380Vca/3A AC-11; bobine disponibili da 6 a 110 Vcc; durata di vita meccanica superiore a 30 x 10^6 commutazioni; durata di vita elettrica di circa 200.000 commutazioni con carico 6A, AC-1; tensione di prova maggiore di 5000 Veff.

ELESTA
V.le G. Cesare, 20
Como

Generatore di suono polifonico

La SGS ha annunciato un circuito integrato che permette di semplificare la costruzione di strumenti polifonici a tastiera.

Il dispositivo, denominato M112, realizza la funzione di generatore polifonico ad 8 canali, è controllato da microprocessore e presenta un elevato grado di programmabilità ed espansibilità, permettendo il controllo da software degli sviluppi ADSR e la programmazione della circuiteria digitale di drawbar.

L'M112 contiene un'interfaccia per microprocessore, 8 canali generatori di suono e la logica di controllo delle uscite.

Ogni generatore consiste in una logica a porte per la selezione dei toni e delle armoniche e un formatore di inviluppo APSR per determinare la dinamica del suono.

Chip generatore polifonico ad 8 canali.

I parametri controllabili da software comprendono nota/ottava (per ciascun canale), attacco, decadimento, rilascio e attenuazione di opzioni di uscita, hold e pedale per l'effetto pianoforte, selezione di piede e rotazione delle uscite.

Più chip M112 possono essere collegati in cascata per aumentare il numero di generatori di canale o il numero di piedi.

SGS-ATES Componenti Elettronici
Via C Olivetti, 2
Agrate Br. (MI)

Prescaler a basso assorbimento

Quattro circuiti di interfaccia prescaler "modulo due" sono stati introdotti dalla National Semiconductor per applicazioni in apparecchi radio portatili. Il loro assorbimento è di soli 7 mA.

Contraddistinti come famiglia DS8614, i prescaler sono fabbricati utilizzando il processo ALS - Advanced Low Power Schottky - e sono disponibili con rapporti di divisione 20/21, 32/33, 40/41 e 64/65, permettendo di operare con sistemi PLL anche a bassa frequenza.

Il campo di temperatura di funzionamento va da —30 a + 70 °C e sono considerati pin to pin compatibili con la serie di prescaler della Motorola MC12015-17.

I nuovi prescaler sono in grado di funzionare nell'intero campo FM con una frequenza massima di 225 MHz.

Un amplificatore front-end incorporato nel chip fornisce al circuito una sensibilità d'ingresso di 40 mVrms. Possono funzionare con una tensione di alimentazione non stabilizzata da 6,8 a 13,5 V oppure con una tensione stabilizzata di 5 V ± 10%.

L'uscita può essere collegata sia come "totem pole" che nel modo "open collector" per minimizzare l'emissione di disturbi.

I dispositivi sono incapsulati in package plastico ad 8 pin.

NATIONAL SEMICONDUCTOR
Via Solferino, 19
Milano

Generatore sweep a microonde

Si tratta di un generatore economico e facile da usare messo a punto dalla Wavetek Indiana.

Il modello 1084 ha tre modi di funzionamento: CW, ΔF e Full Sweep.

La frequenza nel modo CW è selezionata con un potenziometro a 10 giri e visualizzata su un display a 3 1/2 cifre con la risoluzione di 1 MHz. Nel modo ΔF, la frequenza centrale è selezionata dal potenziometro a 10 giri, mentre la gamma di sweep da 500 kHz a 1000 MHz è controllata da un selettore a scatti da 100 MHz e da un verniero di 100 MHz. Il mod. 1084 garantisce una linearità del display dell'1%.

Generatore a microonde a basso costo.

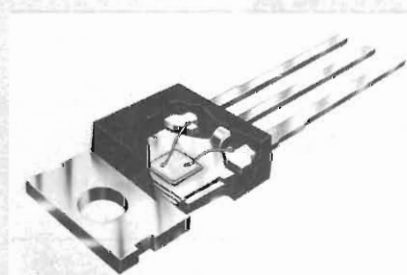
Nel modo Full-Sweep la frequenza iniziale è di 3,5 GHz e la frequenza finale è di 4,5 GHz. Il potenziometro a 10 scatti e il display della frequenza a 3 1/2 digit operano come un marcatore variabile.

Il marker produce un punto luminoso sul display, ritardando la rampa dello sweep per 2 ms. La precisione è ± 10 MHz. L'entrata del marker esterno è standard; un commutatore sul pannello frontale controlla il sistema del marker "birdy-by-pas" e fornisce una selezione di marker armonici a 1, 10 e 100 MHz.

Il range di potenza di uscita del 1084 va da — 60 a + 13 dBm. Il livello di uscita è visualizzato su un display a 3 cifre con una risoluzione di 0,1.

SISTREL
Via P. Da Volpedo, 59
Cinisello B. (MI)

Transistori di commutazione ad alta tensione in contenitore TO-220

I transistori n-p-n BUT11 e BUT11A per alte tensioni, hanno il chip passivato in vetro. Sono particolarmente adatti per convertitori, invertitori, alimentatori stabilizzati a commutazione e sistemi di controllo della velocità dei motori. Sono della classe degli attuali BUS11 e BUS11A dai quali si differenziano per essere meno costosi e più facili da montare grazie al loro contenitore in plastica TO-220. Il BUT11 e il BUT11A posseggono una V_{CESM} di 850 e 1000 V rispettivamente, e una V_{CEO} di 400 V e 450 V. La V_{CEsat} del BUS11 è 1,5 V max ad una I_C di 3 A, mentre quella del BUT11A è 1,5 V max a una I_C di 2,5 A. Entrambi i transistori, ad una temperatura della base di montaggio di 25 °C, possono dissipare fino a 100 W.

Transistore di commutazione ad alta tensione.

Il BUT11 è il primo di questa serie disponibile sul mercato.

Altri tipi (incapsulati in un contenitore SOT-93) potranno avere valori di potenza di uscita fino a 175 V.

PHILIPS/ELCOMA
Milano

Alimentatori AC/DC da 200/300 W

È disponibile dalla Philips una linea di alimentatori stabilizzati ad alta affidabilità costruiti attorno a circuiti ibridi, adatti anche per montaggi su euroracks 6 U.

La linea comprende tre versioni con uscita singola da 5 V - 40 A (PE 1126), 12-15 V - 17 A (PE 1127) e 24 V - 10 A (PE 1128); il rendimento è compreso tra 73% e 82% con temperatura ambiente a 55 °C e normale raffreddamento convettivo. La tensione di ingresso è selezionabile tra 110 e 220 V.

Gli alimentatori sono conformi alle norme IEC 65, 348, 380, 435 e 601, UL 478 e 544, VDE 0411, 0730-1 e 2, e 0804.

PHILIPS
V.le Elvezia, 2
Monza (MI)

Amplificatori a basso consumo

Questi amplificatori operazionali della Harris Semiconductor, forniti in versione singola, doppia e quadrupla, sono caratterizzati da un basso assorbimento di corrente che, nelle versioni HA 5141/42/44A non supera i 65 μA.

Inoltre i dispositivi possono essere alimentati con tensioni singole che vanno da 2,5 a 30 V.

Altre caratteristiche sono uno slew rate di 1,5 V/ μs, un guadagno di 100 KV/V, una tensione di offset di 0,5 mV e un basso rumore.

MURATA ERIE ELETTRONICA
Via M. Gioia, 66
Milano

ABBIAMO TUTTO IN CA
SECONDO LE SPECIFICHE

Queste sono le parole che convincono e rassicurano chi, come voi, costruisce, ripara, installa apparecchi, impianti, sistemi per l'elettronica civile e professionale. Parole che i tecnici e i venditori di Melchioni Elettronica dicono sempre più spesso e che sottointendono qualità e reperibilità. Qualità per garantire il vostro lavoro.

Per questo Melchioni Elettronica ha scelto di rappresentare e distribuire le marche di maggior prestigio nei settori della componentistica e della strumentazione.
Reperibilità per farvi lavorare meglio senza farvi perdere tempo in attese e ricerche. Per questo Melchioni Elettronica ha realizzato una rete distributiva articolata in più di 100 punti di vendita ripartiti su tutto il territorio nazionale, un magazzino servito da un centro elettronico capace di evadere ordini in tempo reale di quasi 27.000 articoli diversi, dal microprocessore alla resistenza, dall'oscilloscopio al cavetto schermato.
Se non l'avete ancora fatto interpellate uno dei nostri punti di vendita.
Siamo pronti a scommettere che vi risponderemo: "abbiamo tutto in casa... secondo le specifiche".

STK459

SCR MAC 92

SGS
Semiconduttori
Circuiti Integrati

PHILIPS
Semiconduttori
e strumenti di misura

HITACHI
Oscilloscopi

MISTRAL
Semiconduttori

SANWA
Tester

TEXAS
Semiconduttori
Circuiti Integrati

TRW
Connettori

NEC
Semiconduttori
Laser

SIEMENS
Semiconduttori
Circuiti Integrati

RADIOHM
Potenziometri

ELNA
Condensatori elettrolitici
e al tantalio

TELEFUNKEN
Semiconduttori

SAREA
Trasformatori EAT

CDE
Rotori

MOTOROLA
Semiconduttori
Circuiti Integrati

MIYAMA
Interruttori-Deviatori

FRACARRO
Antenne
Amplificatori d'antenna

MELCHIONI

Via P. Colletta, 37 - 20135 Milano - Tel. (02) 57941

Goldatex. I telefoni che ti sono vicino anche quando non sei vicino al telefono.

Goldatex. Senza fili, per telefonare dove e quando vuoi. In auto, in barca, in fabbrica, nel cantiere, Goldatex ti tiene collegato al mondo attraverso il tuo telefono.

Apparecchi con raggio d'azione da 100 mt. a 5 km., tutti controllati uno per uno, tutti con garanzia di 12 mesi, tutti con prezzo Goldatex: richiedi i cataloghi alla Casella Postale 10488 – 20100 Milano.

Goldatex. Più di 1.000 negozi e oltre 20 centri di assistenza in tutta Italia.

Mod. V-3000. Raggio d'azione 1 km. Funzione interfono separata; funzione parla-ascolta incorporata con microfono indipendente. Memoria per 10 numeri telefonici; presa per registratore.

Passi avanti nella telefonia.

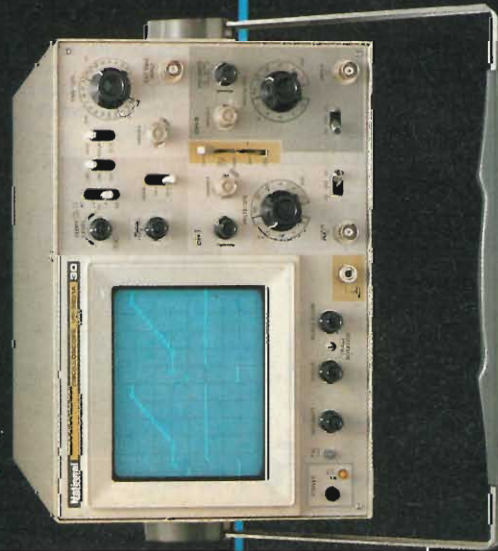
315. HUDSON STREET NEW YORK N. Y. 10013

National

Un pò più avanti del nostro tempo

UNA NUOVA ONDA E' ALL'ORIZZONTE

NUOVI "AUTO-FIX" PANASCOPE
utilizzano una tecnologia riservata fino a ieri ad oscilloscopi di elevate prestazioni ed alto costo, con un rapporto prestazioni/prezzo che li rende accessibili a tutti.
Disponibili da 15 a 30 MHz

ORA AVERE UN NATIONAL NON E' PIU' UN SOGNO!

- 1mV/DIV
- AUTO-FIX (brevettato)
- AUTO-FOCUS
- TV(Y)-TV(H) trigger
- TUBO Rettangolare
- MTBF 15.000 ore